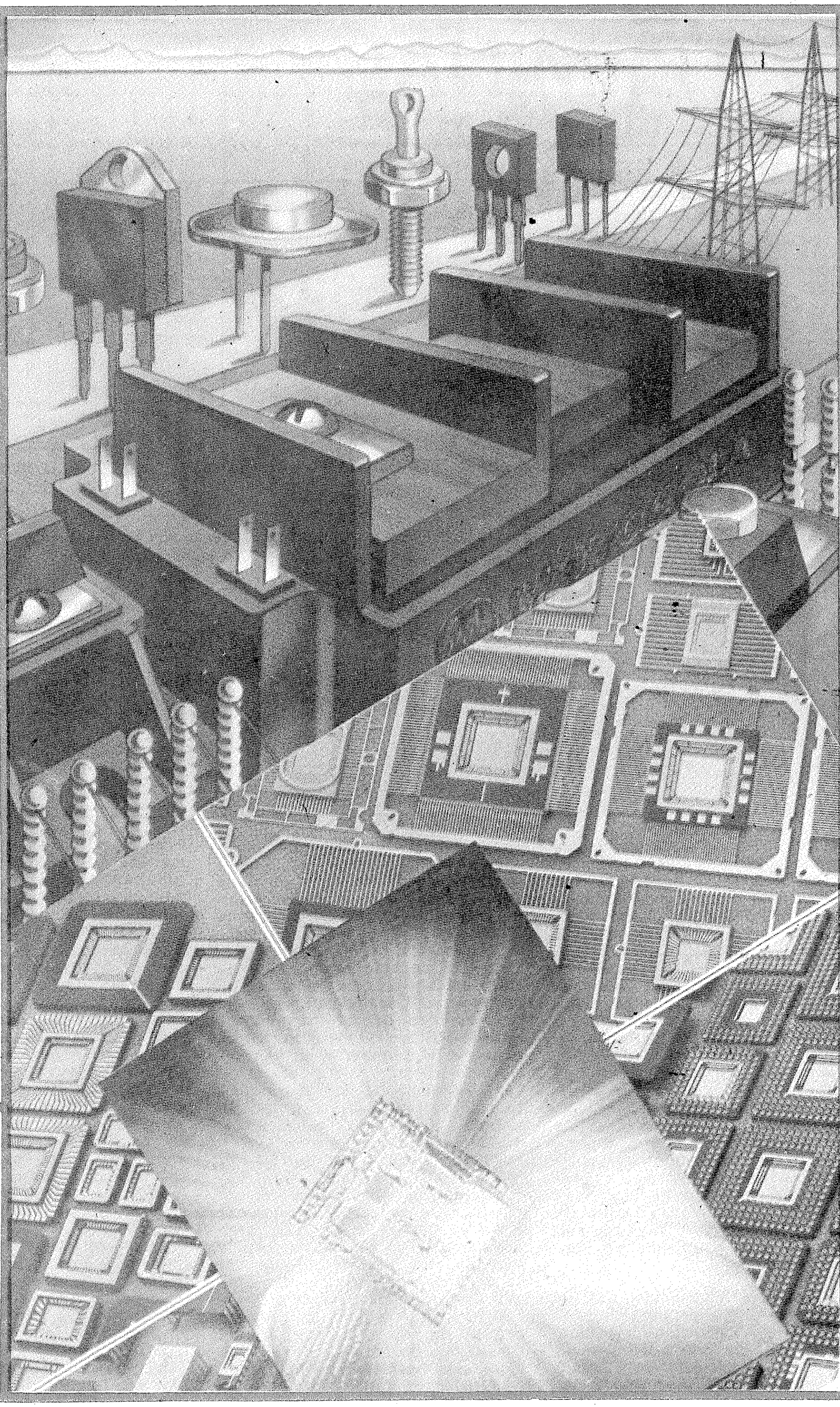
Tehnium

ANUL XXIII — NR. 273 8 / 1993

SUMAR



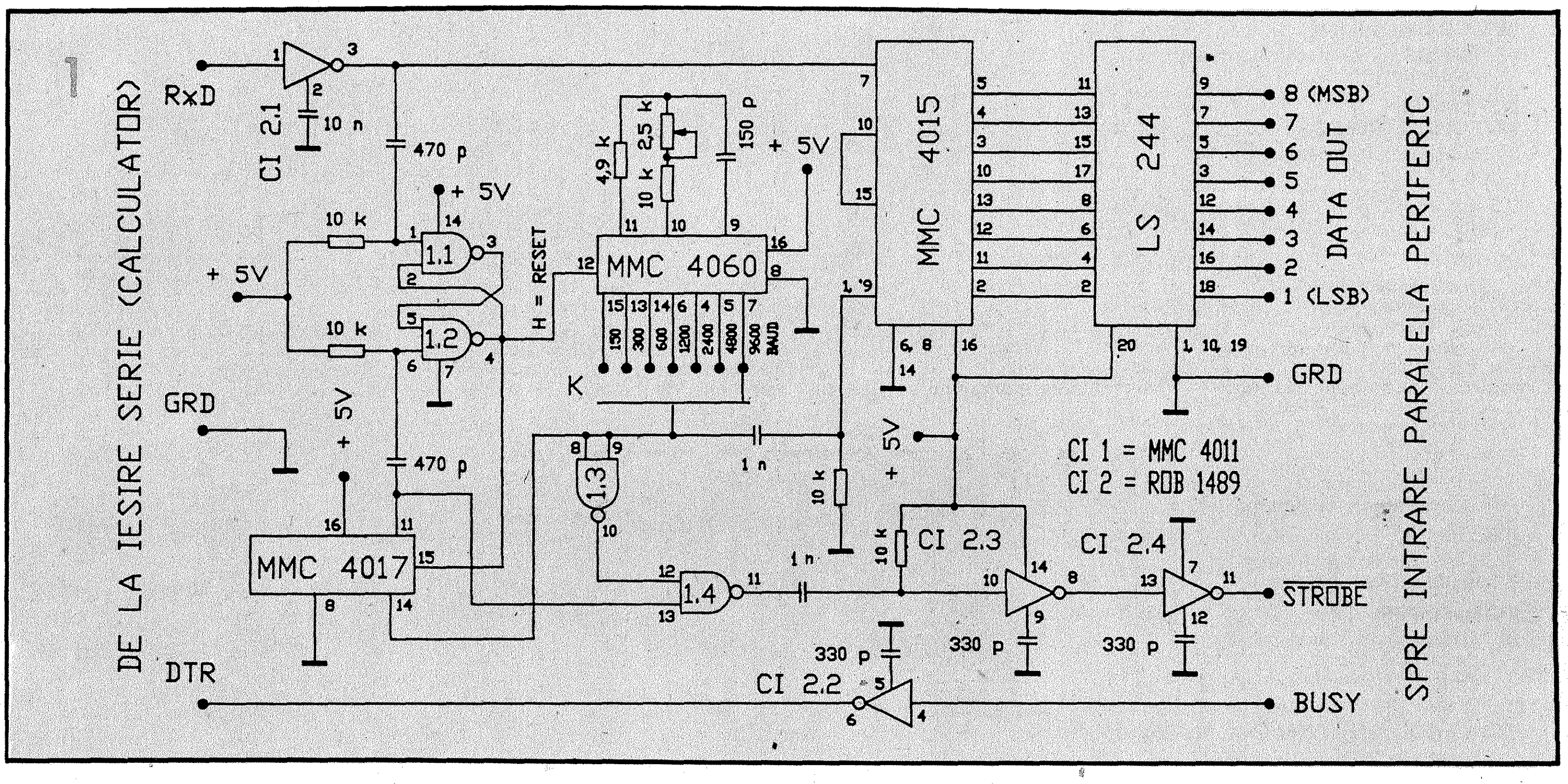
REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON:618 35 66—617 60 10/2059

Prețul 150 LEI

INTERFAŢĂ SERIALĂ pentru TERMINAL

Gh. BĂLUŢĂ, ALEX. COTTA



Montajul prezentat în continuare permite adaptarea unor terminale prevăzute cu intrare paralelă de date (de exemplu o imprimantă compatibilă CENTRONICS) la un calculator cu ieşire serială de date compatibilă cu norma RS 232 C sau CCITT-V. 24 (de exemplu HC şi Cobra).

Amintim că, în tehnica de calcul, datele pot fi transmise în două moduri:

— serie, bit după bit, printr-un singur conductor;

— paralel, de pildă, câte 8 sau 16 biţi simultan printr-un număr corespunzător de conductoare.

Transmisia serie are o imunitate mare la paraziţi, mai ales când pe linie se transmit curenţi importanţi, şi din acest motiv se foloseşte cu precădere în cazul distanţelor mari (zeci sau sute de metri). Transmisia paralelă se distinge prin viteză mult mai mare şi de aceea este mai frecvent întrebuinţată.

Montajul este mai degrabă un adaptor care se intercalează între ieşirea serie a calculatorului şi intrarea paralelă de date a terminalului. Datele de la calculator sunt primite pe intrarea RxD (Received Data). Conform normelor menţionate, tensiunea pe linia de transmisie poate avea valori în intervalul (-3...-12 V) în pauză, pe durata biţilor „unu" de date şi a bitului de stop, sau valori în intervalul (+3...+12 V) pe durata biţilor „zero" şi a bitului de start.

Succesiunea în timp a semnalelor acceptate pe linie este: un bit de start, opt biţi de date (începând cu cel mai puţin semnificativ -LSB- şi terminând cu cel mai semnificativ -MSB), apoi un bit de stop. Nu se foloseşte bit de paritate, iar transmisia este asincronă (fără semnal de ceas pe un conductor separat). Viteza de transmisie poate fi una din valorile 150, 300, 600, 1 200, 2 400, 4 800 sau 9 600 Baud/s.

Rolul montajului este de a sesiza începerea transmisiei (bitul de start), de a primi succesiv cei opt biţi de date pe care îi memorează într-un registru, iar la terminarea operaţiunii — de a genera un impuls (strobe) care determină terminalul să preia cele opt date memorate de montaj. Adaptorul aşteaptă apoi următorul octet de date, care va debuta cu un nou bit de start. Durata aşteptării este minim un bit (de stop), dar poate fi mai mare dacă terminalul nu poate prelucra în acest interval octetul precedent. Într-un asemenea caz, terminalul menţine ieşirea BUSY la nivelul „unu" logic (nivel TTL) pe toată durata prelucrării. Adaptorul inversează acest semnal şi menţine intrarea DTR (Data Terminal Ready) a calculatorului la nivel „zero" logic, ceea ce are ca urmare întreruperea transmisiei datelor spre terminal.

Să urmărim funcţionarea montajului din Fig. 1, cu ajutorul oscilogramelor din Fig. 2. Semnalul primit pe borna RxD este inversat şi format TTL cu CI 2.1 (1/4 din capsula ROB 1489, special fabricată pentru asemenea scop). Condensatorul de 10 nF ataşat inversorului are rolul de a elimina impulsurile parazite foarte scurte care sunt prezente în semnalul de ieşire al unor calculatoare. De la ieşirea 3 a inversorului semnalul este aplicat în două puncte.

Pe de-o parte semnalul ajunge la intrarea 7 a unui registru static de deplasare cu 8 etaje, realizat prin cascadarea celor două registre de câte 4 etaje din capsula MMC 4015. Registrul are intrare serie, iar ieşirea este paralelă. Deplasarea datelor în celulele registrului se face cu un pas la fiecare front pozitiv al clock-ului (pinii 1 şi 9). Cele opt ieşiri trec prin bufferul LS 244 spre intrarea paralel a terminalului. Dacă nu poate fi procurat acest buffer se poate utiliza $1^1/_2$ capsule MMC 4050.

Pe de altă parte semnalul efectuează tentative de acţionare a basculei set-reset realizată cu CI 1.1 şi 1.2. Mai exact, fiecare front negativ al semnalului tinde să aducă bascula în starea când ieşirea 4 a lui CI 1.2 este „zero" logic. Această basculare este efectivă numai pentru frontul anterior al bitului de start, celelalte fronturi negative nemaiavând efect. În starea menţionată a basculei, circuitele MMC 4060 şi MMC 4017 nu mai sunt resetate şi intră în funcţiune: primul ca oscilator/divizor de frecvenţă, iar al doilea ca numărător cu 10 ieşiri decodificate.

Oscilatorul cu MMC 4060 se reglează pe 153,6 kHz din potenţiometru. La ieşirile sale sunt disponibile şapte frecvenţe, corespunzătoare celor şapte viteze selectabile din comutatorul K. De la acest comutator impulsurile se aplică în trei puncte, pe care le vom analiza pe rând.

Pe de-o parte, fiecare front pozitiv al impulsurilor creează un scurt semnal pozitiv printr-un circuit de diferenţiere, semnal aplicat la intrările clock ale registrului 4015. Observăm în Fig. 2 că aceste semnale sunt centrate pe fiecare bit transmis, ceea ce asigură corectitudinea citirii datelor. O diferenţă mai mare de ± 4% între frecvenţa de transmisie a calculatorului şi frecvenţa oscilatorului nostru provoacă deja alterarea datelor, motiv pentru care reglajul corect şi stabilitatea oscilatorului sunt critice.

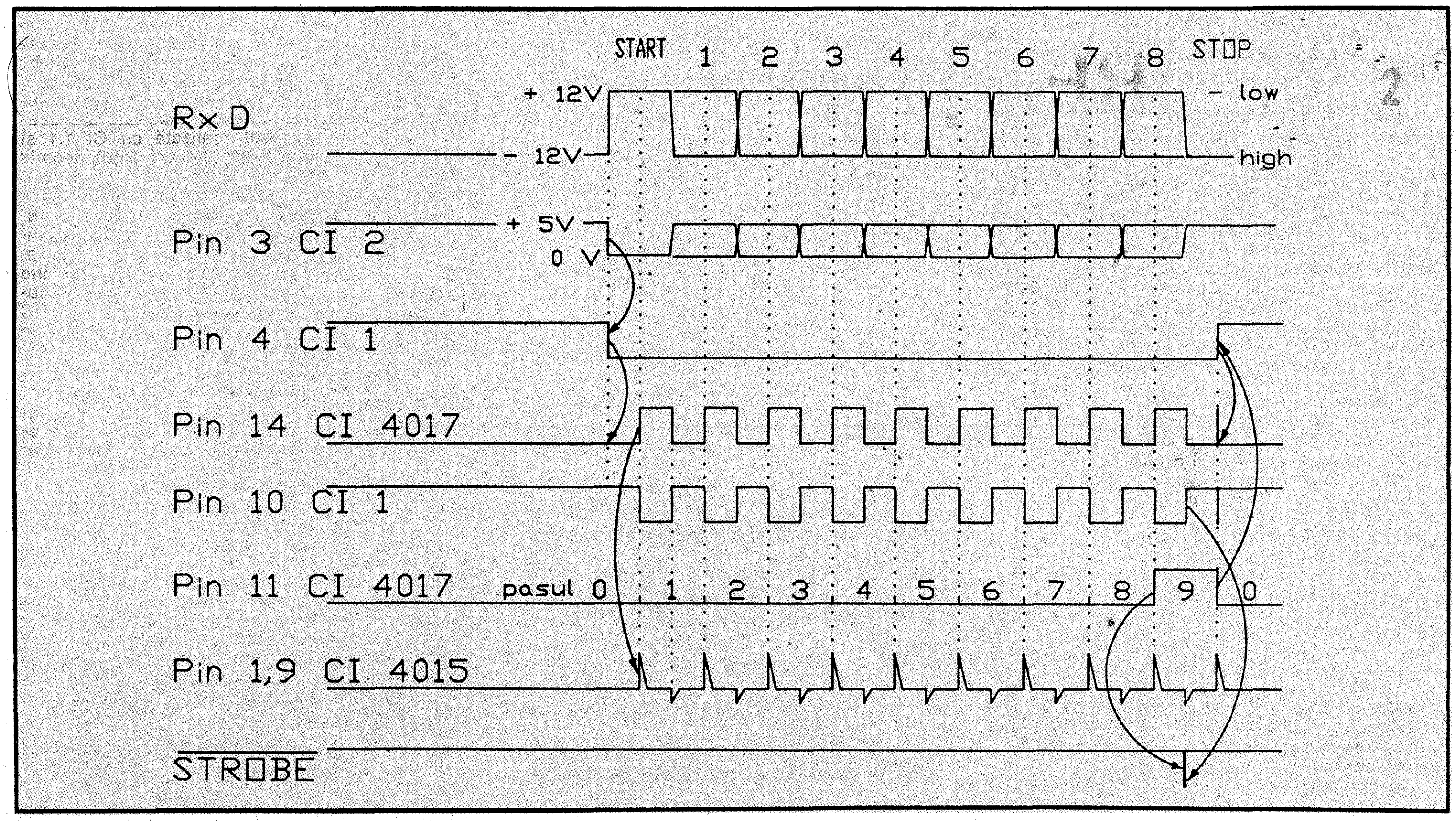
În al doilea rând, impulsurile de la K se aplică pe intrarea 14 a numărătorului 4017. Acesta avansează cu un pas la fiecare front pozitiv al impulsurilor. Este folosit pasul „nouă", care se termină pe bitul de stop: coborârea în starea „low" a ieşirii 11 provoacă, printr-un condensator, revenirea basculei în starea iniţială de aşteptare a unui nou tren de impulsuri pe linia de transmisie. Această stare produce resetarea circuitelor 4060 şi 4017.

În al treilea rând, impulsurile de la K ajung la inversorul CI 1.3 şi apoi la intrarea 12 a porţii NAND — CI 1.4. Ieşirea 11 a acestei porţi trece în zero logic atunci când se reali-

zează simultan condițiile: numărătorul 4017 este pe pasul „nouă", iar ieșirea 10 a lui CI 1.3 este în unu logic. Condițiile se realizează la sfârșitul bitului 8, moment în care, cu ajutorul unui circuit de diferențiere, se generează un impuls negativ scurt (circa 5 µs). Inversoarele CI 2.3 și 2.4, disponibile în capsula ROB 1489, au fost folosite pentru formarea impulsului ce se aplică la intrarea STROBE a terminalului. Observăm că, în momentul generării semnalului negat de strobare, datele aflate în registrul de deplasare (ultimele opt date intrate) sunt tocmai cele corespunzătoare biților de date, astfel încât valorile „unu" și „zero" logic atribuite convențional biților de stop și de start nu sunt luate în considerație.

Alimentarea montajului se face cu 5 V/max. 150 mA. Stabilizarea este esențială pentru menținerea frecvenței în limitele menționate. Reglajul oscilatorului se face în condiții reale de exploatare, după o perioadă de stabilizare a temperaturii („încălzirea"). Măsurarea valorii menționate mai sus nu se face direct pe pinii 9, 10 sau 11 ai lui MMC 4060, unde frecvențmetrul modifică sensibil condițiile de ocilație, ci la bornele comutatorului K. De exemplu, pe poziția 9 600 Baud/s trebuie să găsim frecvența 9 600 Hz.

O soluție ideală pentru stabilizarea frecvenței oscilatorului este utilizarea unui cuarț care are frecvența de rezonanță 153,6 kHz, conectat într-o manieră tipică la MMC 4060, dar procurarea acestuia este dificilă.



MASTERFILE

vează numai șirul F$ al cărui nume trebuie să îl introduceți Dvs.

Pentru a încărca orice fișier care a fost salvat separat se va folosi opțiunea "V" din MM urmată de "L".

La încărcarea unui fișier cel anterior se șterge automat.

Pentru a încărca inițial MasterFile se va da:

CLEAR nnnnn:LOAD""

Valoarea lui nnnnn pentru versiunea 08 este 57036.

Unele POKE-uri

Pentru mai mult de 26 de DATA REFERENCE se poate mări domeniul pemițînd 0-9 și caractere speciale între 9 și A, se dă:

-POKE 64280,48
-POKE 64306,48
-POKE 58166,48
pentru versiunea 08 sau
-POKE 65534,48 pentru versiunea 09 sau mai mare.

USER-BASIC

Ing. ȘORICUȚ C.

(URMARE DIN Nr. TRECUT)

Apelabil din MM cu opțiunea "U" și "Y" permițînd înregistrărilor selectate să fie prelucrate.

MICRODRIVE

Pentru a adapta MASTERFILLE la microdrive este necesară modificarea unei părți ale BASIC-ului.

Se va încărca de pe casetă în mod normal apoi goliți fișierul și salvați programul în cod mașină prin MM opțiunea L și CAPS SHIFT 6, intrînd fără număr de linie și introduceți:

```
SAVE * "m";1;"MFmcode"CODE 57037,8499 (vezi notă)
```

Mai departe modificați toate liniile care conțin LOAD și SAVE astfel:

```
4020 SAVE*"m";VAL"1";C$(TO VAL "10") DATA F$():GO TO USR R
4030 SAVE*"m";VAL"1";C$(TO VAL"10") LINE VAL "4035": GO TO USR R
4035 LOAD*"m";VAL"1"; "MFmcode"CODE:GO TO VAL "1"
4050 LOAD*"m";VAL"1";C$(TO VAL"10") DATA F$():GO TO USR R
```

apoi se modifică linia 1:

```
1 PRINT;:PAPER VAL"7":GO TO USR R
```

urmată de un GO TO 1 și salvare prin MM cu opțiunea "V" și "P".

NOTA:57037,8499 se referă la versiunea 08 pentru alte versiuni se folosește n+1,65535-n unde n este argumentul comenzii CLEAR din label-ul programului de pe casetă.

Alte informații

Firma TRANSFORM Ltd.
Revista Sinclair User

BIBLIOGRAFIE

Documentația program MASTERFILLE.

POLARIZAREA TRANZISTOARELOR BIPOLARE

Pagini realizate de ing. ȘERBAN NAICU

Tranzistorul bipolar având două joncțiuni (EB și CB), fiecare dintre ele putând fi polarizată direct sau invers, rezultă că există patru regimuri de lucru ale acestuia.

Două dintre ele (tranzistorul saturat sau blocat) au fost prezentate într-un număr anterior al revistei (4/1993) în cadrul materialului „Tranzistorul în comutație".

Mai rămân de prezentat două regimuri de lucru ale tranzistorului și anume regimul activ normal (RAN) și regimul activ invers (RAI).

Regimul activ normal este modul de lucru cel mai utilizat al tranzistorului. În cadrul acestui regim de lucru, joncțiunea emitor-bază (EB) este polarizată direct, iar joncțiunea colector-bază (CB) invers.

Polarizarea tranzistorului, pentru funcționarea sa în regiunea activă normală, se poate face cu două surse de tensiune sau cu o singură sursă (cazul real utilizat în aplicații).

În figura 1, este prezentat un tranzistor pnp în conexiune bază-comună (BC) polarizat cu două surse. Sursa E_E polarizează joncțiunea EB în mod direct, iar sursa E_C polarizează joncțiunea CB în mod invers.

Putem scrie relațiile pentru circuitul de intrare și cel de ieșire: $E_E = R_E \cdot I_E + U_{EB}$ și $E_C = R_C I_C - U_{CB}$

În figura 2 este prezentat un tranzistor pnp în conexiune emitor-comun (EC) polarizat cu două surse de tensiune.

În circuitul de intrare și cel de ieșire avem relațiile:

$E_B = R_B I_B + U_{EB}$ și $E_C = R_C I_C - U_{CE}$

Soluția polarizării cu două surse de alimentare este, de obicei, contraindicată în aplicațiile practice (neeconomică).

În mod obișnuit se utilizează o singură sursă de alimentare, cea din circuitul de ieșire, care asigură și polarizarea bazei.

În figura 3, se prezintă un circuit simplu de polarizare cu o singură sursă de alimentare, cu divizor rezistiv în bază (utilizând un tranzistor npn), iar în figura 4, circuitul său echivalent, utilizând două surse.

În situația polarizării cu o singură sursă, se observă că baza și colectorul trebuie plasate la potențiale de același semn față de emitor (pozitiv în cazul tranzistoarelor npn, și negativ la tranzistoarele pnp). Deci, se aplică pe bază o tensiune luată de la borna neconectată la masă a sursei (tensiune pozitivă), printr-un divizor (figura 3) sau printr-o rezistență (figura 5).

Dacă s-ar fi aplicat pe bază o tensiune obținută printr-o rezistență în emitor, s-ar fi blocat tranzistorul, deoarece aceasta ar fi fost de semn contrar tensiunii U_{CE}.

În cazul prezentat în figura 5, potențialul pozitiv pe bază se asigură prin rezistorul R_B (R_B=R_{B1} în paralel cu R_{B2}) de la sursa E_C.

Circuitul din figura 3 mai este denumit „cu tensiune de bază constantă", iar cel din figura 4 „cu curent de bază constant". În primul caz, tensiunea constantă a bazei o asigură divizorul de tensiune R_{B1}, R_{B2} străbătut de un curent $I_D = \frac{E_C}{R_{B1} + R_{B2}}$. Acest curent de divizor se alege mult mai mare decât curentul de bază ($I_D \geq 10\ I_B$).

În figura 6, este prezentată caracteristica de intrare a circuitului din figura 5. În planul de caracteristici i_B, U_{BE} se trasează dreapta corespunzătoare relației: $U_{BE} = E_C - I_B R_B$, determinându-se punctul static notat cu P (U_{BE}, i_B). Apoi se găsește punctul static de funcționare (P.S.F.) în circuitul de ieșire (din figura 7) în care curba pe care se află P.S.F. este determinată de valoarea curentului I_B determinată în circuitul de intrare, iar dreapta de sarcină corespunde relației: $E_C = R_C I_C + U_{CE}$. Este necesar ca P.S.F. să se găsească sub hiperbola de disipație, caracterizată prin relația: $U_{CE} \cdot I_C = P_{da}$, unde P_{da} — este puterea maxim admisibilă (sau P_{tot}).

În cazul utilizării tranzistorului în R.A.N. punctul de funcționare al tranzistorului se va alege în regiunea permisă, situată între zona de saturație, cea de blocare și hiperbola de disipație (fără a depăși I_{Cmax} și U_{CEmax}).

Valorile rezistoarelor din figura 5 rezultă simplu:

$$R_C = \frac{E_C - U_{CE}}{I_C} \text{ și } R_B = \frac{E_C - U_{BE}}{I_B}$$

Curentul de colector are expresia: $I_C = I_B + (\beta + 1)I_{CBO}$.

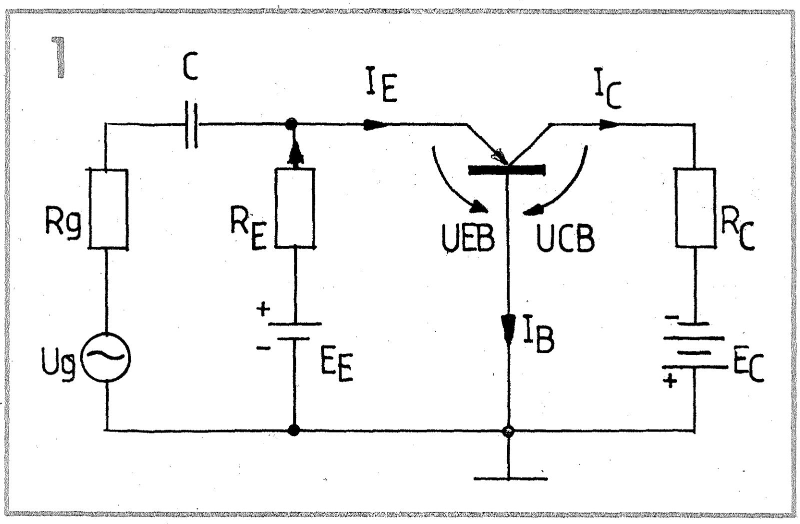
Neglijând I_{CBO} (la tranzistoarele cu Si) obținem: $I_C \simeq I_B$.

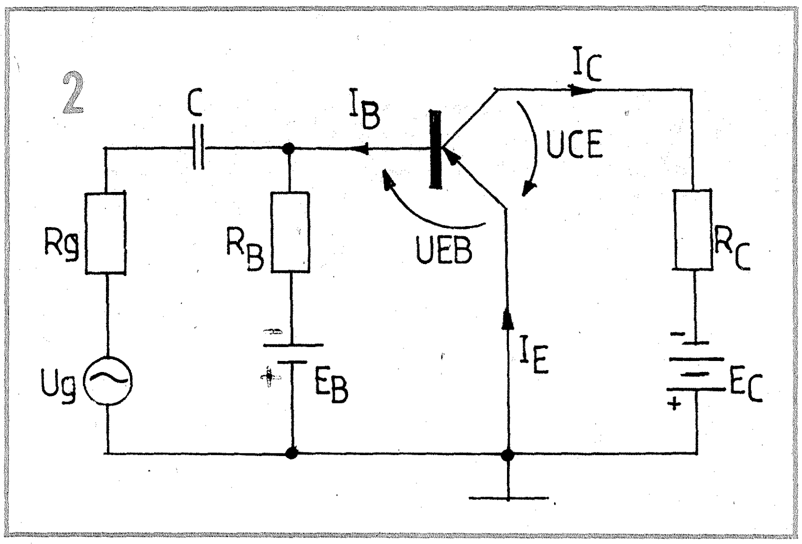
$$\text{Deci: } R_B = \frac{E_C}{I_B} \Rightarrow I_B = \frac{E_C}{R_B} = \text{const.}$$

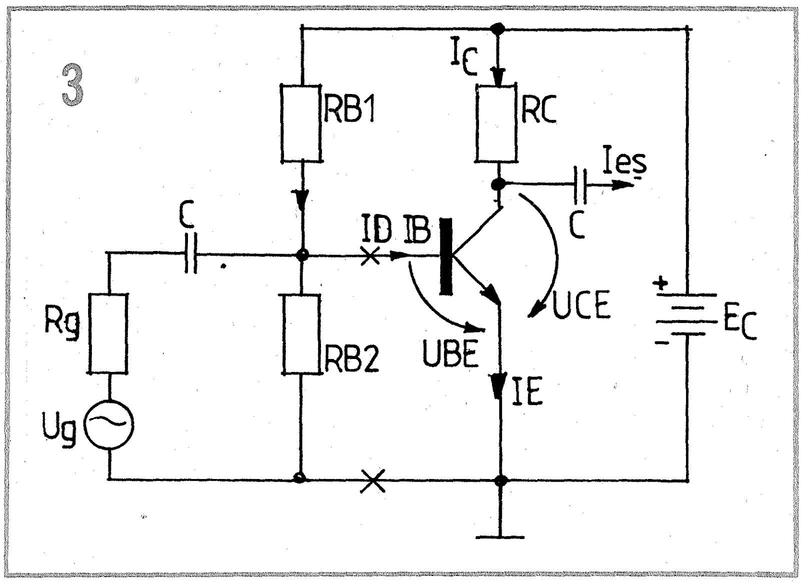
S-a neglijat $U_{BE} \ll E_C$ (0,2 V la tranzistoarele cu Ge și 0,65 V la cele cu Si).

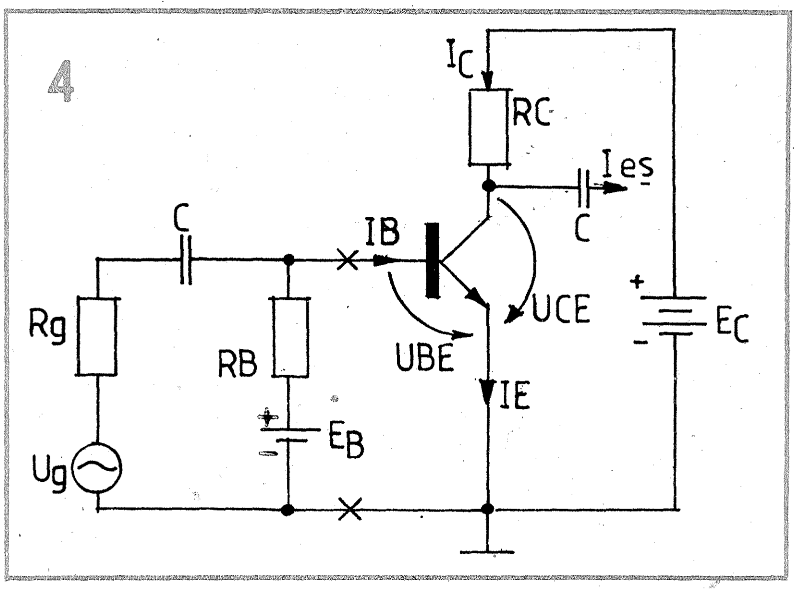
A rezultat, deci, o valoare constantă a curentului de bază, pentru această schemă. Neajunsul schemei este că prezintă o variație importantă a valorii curentului de colector cu temperatura. La tranzistoarele cu Si factorul de amplificare în curent (β) este cel mai puternic influențat de creșterea temperaturii, iar la tranzistoarele cu Ge, curentul rezidual I_{CBO} este influențat în cea mai mare măsură. Tranzistoarele cu Ge sunt cel mai puternic afectate de temperatură.

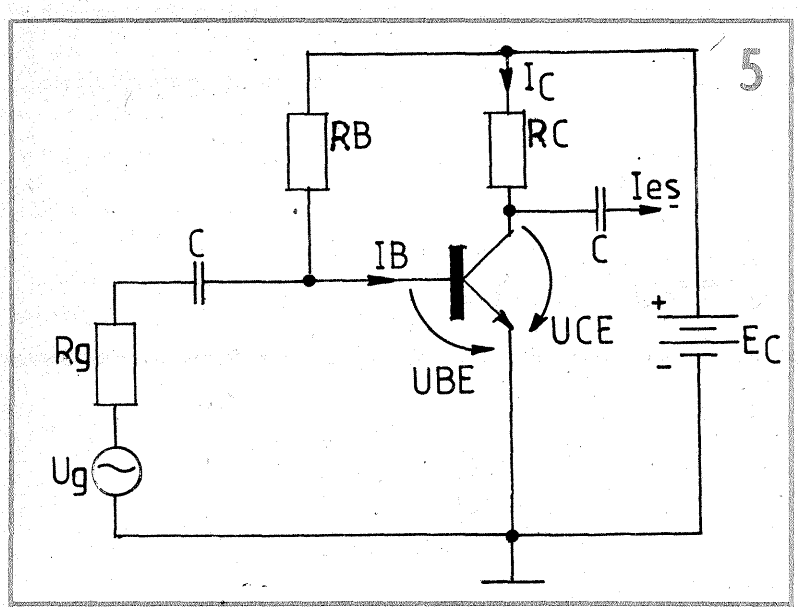
Deci, circuitul prezentat nu satisface condițiile de stabilitate ale

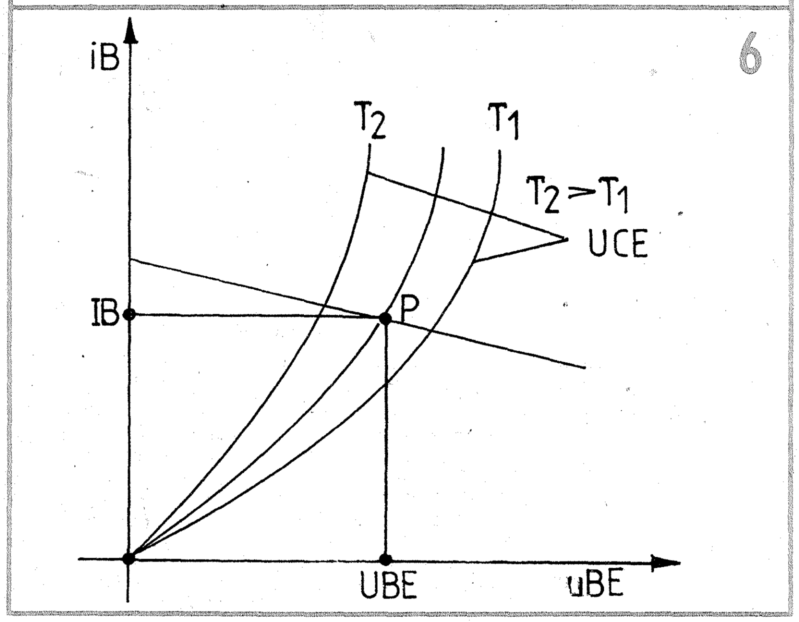












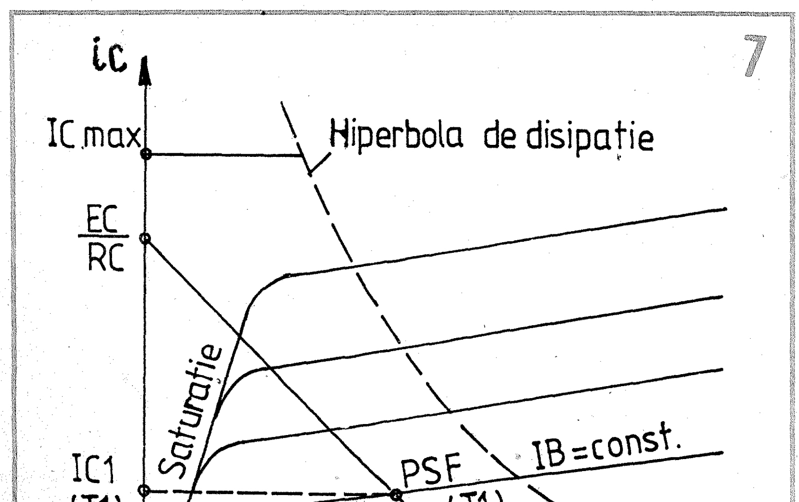
punctului static de funcționare, prezentând o variație mare a curentului de colector cu temperatura. Acest circuit este utilizat numai în cazul etajelor amplificatoare de semnal mic care lucrează la temperaturi constante (apropiate de cea ambiantă).

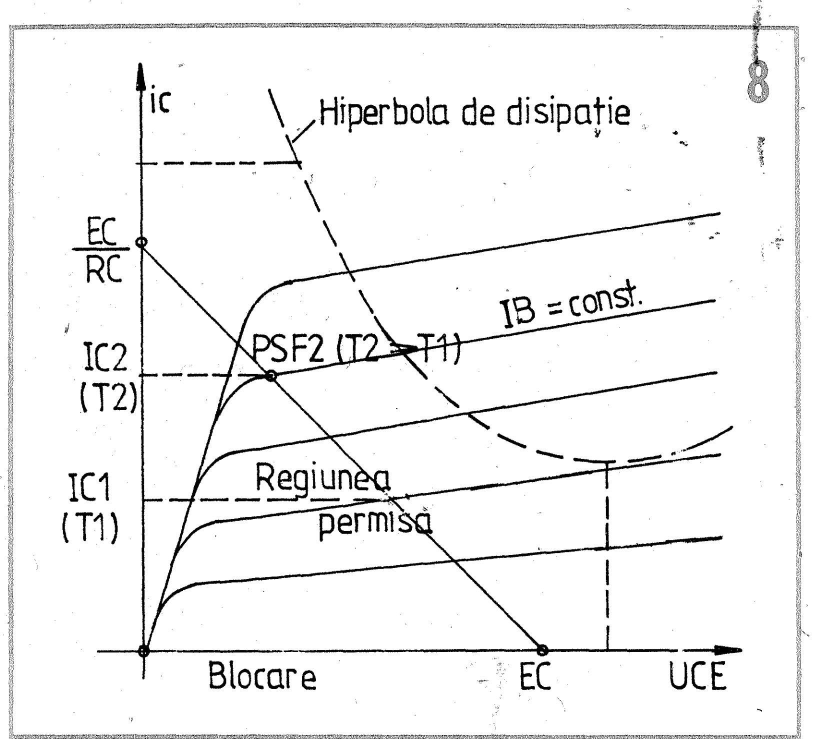
STABILIZAREA PUNCTULUI STATIC DE FUNCȚIONARE

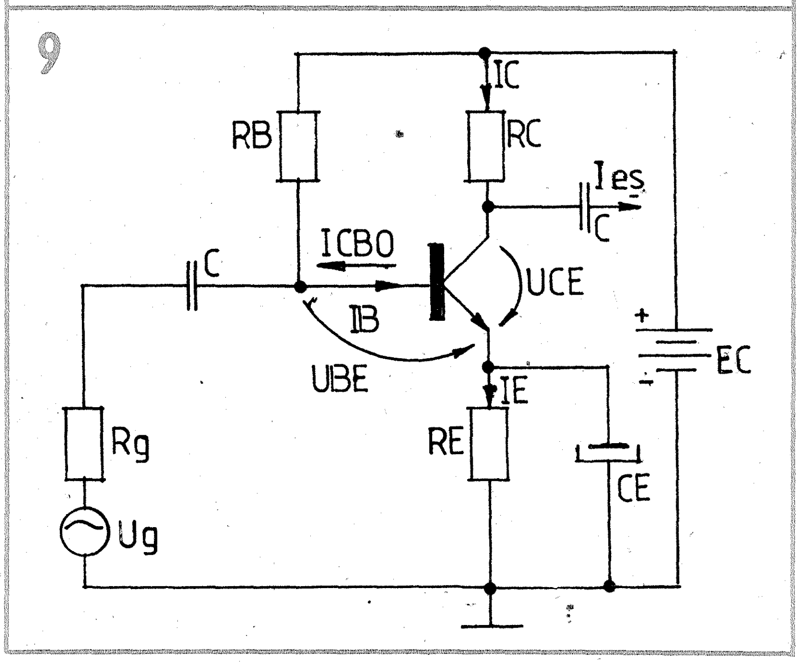
Stabilizarea punctului static de funcționare (P.S.F.) cu variația temperaturii constă de fapt în stabilizarea curentului de colector (I_C), deoarece creșterea temperaturii duce la creșterea lui I_C prin intermediul tuturor celor trei parametri (β,U_{BE}, I_{CBO}).

Se pune problema minimizării creșteri lui I_C prin alegerea elementelor circuitului.

Insensibilizarea P.S.F. cu condițiile de funcționare (variații în limite largi ale temperaturii, componente cu dispersie tehnologică) se poate face prin introducerea în schema electrică a unor elemente liniare (rezistoare) sau prin introducerea unor elemente neliniare, de compensare (termistoare, diode, tranzistoare).







a) METODE LINIARE

Cel mai răspândit procedeu constă în introducerea unei rezistențe serie în emitor, R_E (figura 9).

La montajul fără rezistor în emitor, la o creștere a temperaturii va crește și I_{CBO}, va scădea tensiunea de deschidere a joncțiunii BE — U_{BE} — cu aprox. 2mV pentru fiecare grad Celsius și va rezulta o creștere a lui I_E (și I_C). Rezultă o variație nedorită a P.S.F. (figura 8).

Prin introducerea rezistorului serie în emitor, se reduce variația lui I_{CBO} cu temperatura. Astfel, la creșterea temperaturii prin creșterea lui I_E, la bornele lui R_E va apărea o cădere de tensiune care va reduce polarizarea suplimentară a joncțiunii EB, deci se va opune creșterii lui I_{CBO}.

Din relația: $I_B = \dfrac{E_C - U_D - R_E I_E}{R_B}$

se observă că la creșterea căderii de tensiune pe rezistorul de emitor ($R_E I_E$) va rezulta o scădere sensibilă cu temperatura a lui I_B, și deci și a curentului de colector ($I_C \simeq I_B$). U_D reprezintă tensiunea de deschidere a joncțiunii BE.

Deci R_E acționează ca o reacție negativă serie (sau reacție de curent), având rolul de a determina o valoare a curentului de colector I_C puțin sensibilă la variația curentului rezidual de colector I_{CBO} (variabil cu temperatura).

Prin introducerea rezistorului de emitor R_E schema electrică din figura 3 ia forma celei din figura 9, iar cea din figura 4 devine cea din figura 10.

Valorile lui $R_B = \dfrac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$ și $E_B = \dfrac{R_{B2} \cdot E_C}{R_{B1} + R_{B2}}$ din figura 11 rezultă echivalând rezistoarele R_{B1} și R_{B2} și sursa EC din figura 10 (dintre baza tranzistorului și borna minus a sursei, puncte notate cu X) printr-un generator de t.e.m. constantă, conform teoremei lui Thévenin.

Pentru figura 11 avem relațiile:

$$I_C \simeq \beta I_B$$
$$I_E = I_B + I_C = (\beta + 1) I_B$$
$$E_B = U_{BE} + R_E I_E + R_B I_B = U_{BE} + R_E(\beta + 1) I_B + R_B I_B = U_{BE} + [R_B + (\beta + 1) R_E] \cdot I_B$$
$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{E_B - U_{BE}}{R_B + (\beta+1) R_E}$$

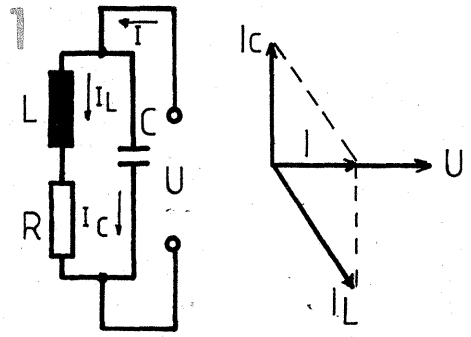
(CONTINUARE ÎN Nr. VIITOR)

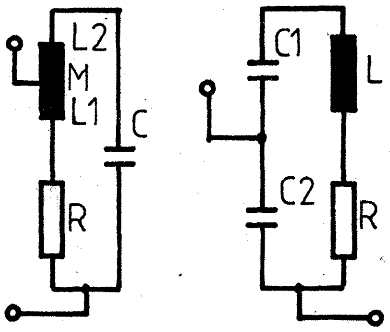
Pagini realizate în colaborare
cu MINISTERUL TINERETULUI şi SPORTULUI

OSCILATOARE

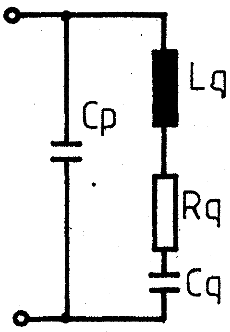
Ing. CLAUDIU IATAN, YO8AKA

1



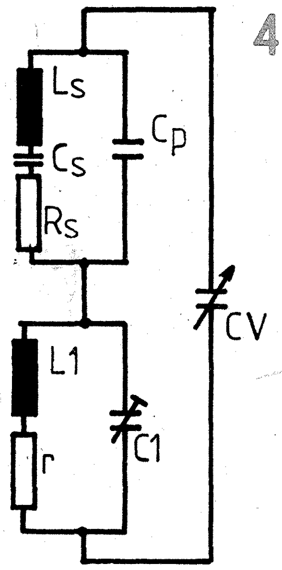


2



3

4

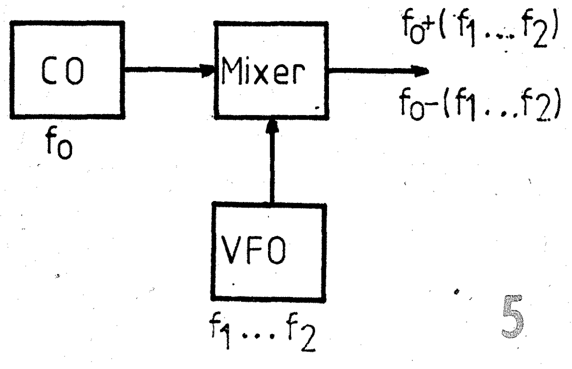


Oscilatorul în general, dar VFO-ul în special, reprezintă etajul „cheie" de care depind în mare măsură buna funcţionare şi performanţele multora dintre aparatele de emisie şi de recepţie ale radioamatorilor. Nu vom obţine rezultatele dorite executând un etaj oscilator după o schemă dată, ca să nu mai vorbim de proiectarea unui astfel de etaj, dacă nu avem un minim de cunoştinţe teoretice.

Modul de funcţionare a unui circuit oscilant cu bobina (L), condensatorul (C) şi întrerupătorul (K) a fost descris cu prisosinţă în literatura pentru radioamatori, încât nu mai insistăm. În cele ce urmează vom căuta să scoatem în evidenţă efectele ce le au elementele ce compun un oscilator asupra parametrilor acestuia, dar nu înainte de a face o clasificare a oscilatoarelor şi o scurtă descriere.

Oscilatoarele de radiofrecvenţă se împart în două mari categorii: oscilatoare cu circuite oscilante LC şi oscilatoare cu elemente neelectrice (piezoelectrice şi magnetostrictive). La rândul lor oscilatoarele LC pot fi împărţite în: oscilatoare LC cu reacţie şi oscilatoare LC cu rezistenţă negativă.

Oscilatoarele LC pot fi realizate cu frecvenţa de oscilaţie fixă sau variabilă (VFO). Ultima categorie interesează cel mai mult, deoarece sunt cele mai greu de realizat pentru a corespunde parametrilor ceruţi.



5

Schematic un circuit oscilant electric LC derivaţie este prezentat în figura 1, iar în figura 1a diagrama vectorială a circuitului oscilant. El este realizat prin legarea în paralel a unei bobine de inductanţă L cu un condensator de capacitate C. S-a notat cu R rezistenţa de pierderi a bobinei, rezistenţa de pierderi a condensatorului C fiind neglijată faţă de R. Curentul I_C este decalat înaintea tensiunii U iar curentul I_L este decalat în urma tensiunii. Când frecvenţa tensiunii aplicate variază, amplitudinea acestei tensiuni fiind menţinută constantă, valorile curenţilor I_C şi I_L se modifică. La o anumită frecvenţă, numită frecvenţă de rezonanţă, curentul total I, care reprezintă suma celor doi curenţi, ajunge în fază cu tensiunea aplicată U, circuitul comportându-se ca o rezistenţă pură (figura 1a). Impedanţa circuitului poate fi scrisă sub forma:

(1)
$$Z = \frac{(R+j\omega L)\frac{1}{j\omega C}}{R+j\omega L+\frac{1}{j\omega C}} \quad \text{unde } \omega = 2\pi f.$$

Separând partea reală de cea imaginară din relaţia (1) şi anulând partea imaginară, se obţine următoarea expresie pentru frecvenţa de rezonanţă a circuitului:

(2)
$$fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 - R^2 \cdot \frac{C}{L}}$$

Ştiind din practică că valoarea rezistenţei R este mult mai mică decât valoarea reactanţei L, frecvenţa de rezonanţă a circuitului din figura 1 devine:

(3)
$$fo = \frac{1}{2\sqrt{LC}}$$

Impedanţa circuitului derivaţie la frecvenţa de rezonanţă este dată de relaţia:

(4)
$$Zo = \frac{L}{CR} = Q\omega_0 L, \text{ unde:}$$

(5)
$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR}$$ este factorul de calitate al circuitului la frecvenţa de rezonanţă fo. Banda de trecere a circuitului derivaţie se defineşte ca fiind diferenţa dintre frecvenţele la care raportul $\frac{U}{Uo} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$. Relaţia între banda de trecere şi factorul de calitate al circuitului la frecvenţa de rezonanţă, va fi dată de:

(6)
$$\Delta f = \frac{fo}{Q}$$

Reiese că banda de trecere a unui circuit derivaţie este cu atât mai mică (circuitul este cu atât mai selectiv) cu cât factorul de calitate este mai mare. Circuitul oscilant derivaţie mai poate fi realizat sub două forme: cu divizor inductiv sau cu divizor capacitiv (fig. 2a şi b).

Frecvenţa de rezonanţă a circuitului derivaţie cu priză pe bobină este dată de relaţia:

(7)
$$fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{LoC}} \quad \text{unde: } Lo = L_1 + L_2 + 2M,$$

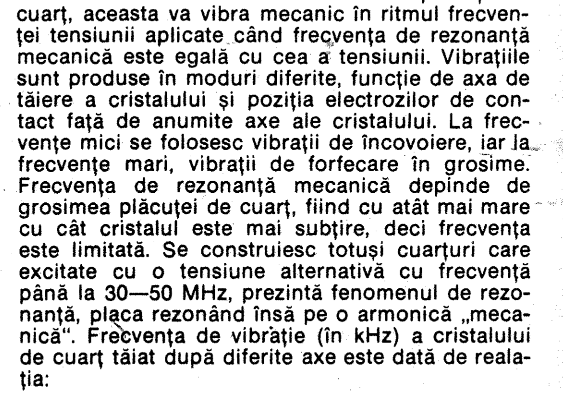
iar M reprezintă inductanţa mutuală între inductanţele L_1 şi L_2. Pentru circuitul derivaţie cu divizor capacitiv frecvenţa de rezonanţă este:

(8)
$$fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{CoL}} \quad \text{unde: } Co = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Aceste circuite oscilante pot asigura un factor de calitate (Q) până la valori de ordinul 200—500, în cazul folosirii miezurilor de ferită la bobine. Sunt situaţii când circuitul oscilant trebuie să asigure un factor de calitate mult superior.

În acest caz, se recurge la oscilatoarele neelectrice conform clasificării făcute, la oscilatoarele echipate cu cristale de cuarţ (piezoelectrice). Anumite cristale, cum sunt cuarţul, turmalina, sarea Seignette, etc. prezintă proprietăţi piezoelectrice. Cristalul utilizat în domeniul frecvenţelor radio este cuarţul. Dacă unui cristal de cuarţ i se aplică un efort mecanic, atunci pe feţele lui apar sarcini electrice, acest fenomen fiind denumit efect piezoelectric direct. Fenomenul este reversibil, adică la aplicarea unei tensiuni electrice între două feţe ale cristalului, vor apărea deformări mecanice ale acestuia. Aplicând o tensiune alternativă electrozilor de contact ai unei plăcuţe cu cuarţ, aceasta va vibra mecanic în ritmul frecvenţei tensiunii aplicate când frecvenţa de rezonanţă mecanică este egală cu cea a tensiunii. Vibraţiile sunt produse în moduri diferite, funcţie de axa de tăiere a cristalului şi poziţia electrozilor de contact faţă de anumite axe ale cristalului. La frecvenţe mici se folosesc vibraţii de încovoiere, iar la frecvenţe mari, vibraţii de forfecare în grosime. Frecvenţa de rezonanţă mecanică depinde de grosimea plăcuţei de cuarţ, fiind cu atât mai mare cu cât cristalul este mai subţire, deci frecvenţa este limitată. Se construiesc totuşi cuarţuri care excitate cu o tensiune alternativă cu frecvenţă până la 30—50 MHz, prezintă fenomenul de rezonanţă, placa rezonând însă pe o armonică „mecanică". Frecvenţa de vibraţie (în kHz) a cristalului de cuarţ tăiat după diferite axe este dată de realaţia:

$$fs = \frac{1660—2860}{S}$$



6

unde S este grosimea plăcii în mm.

Cristalul de cuarţ este echivalent din punct de vedere electric cu un circuit oscilant compus dintr-o inductanţă L_q, o rezistenţă R_q şi o capacitate C_q, toate legate în serie (fig. 3), în care L_q reprezintă masa cristalului, C_q elasticitatea sa şi R_q reprezintă frecările mecanice. Capacitatea Cp este capacitatea dintre electrozii de contact ai

cristalului și care are valoarea între 1—2 pF, pe când C_q reprezintă fracțiuni de pF. Din acest motiv circuitul echivalent se comportă ca un circuit oscilant derivație. Datorită acestui fapt, frecvența de rezonanță serie fs a circuitului R_q, L_q, C_q este foarte apropiată de cea a circuitului derivație fp. Frecvențele de rezonanță serie și derivație sunt date de relațiile:

(9) $$fs = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_q}}$$ și (10) $$fp = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q \cdot \frac{C_q C_p}{C_q + C_p}}}$$

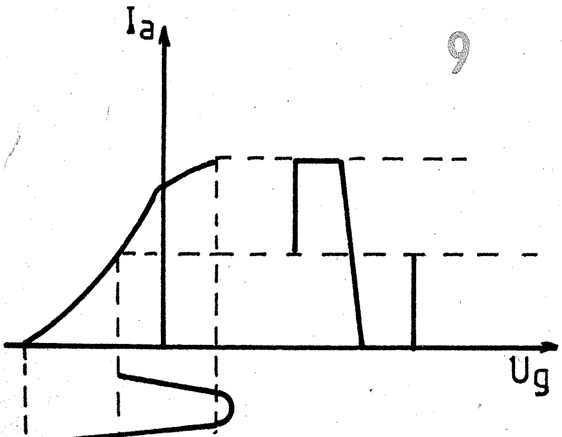
iar factorul de calitate al circuitului echivalent este dat de relația:

(11) $$Q_c = \frac{\omega_s \cdot L_q}{R_q}.$$

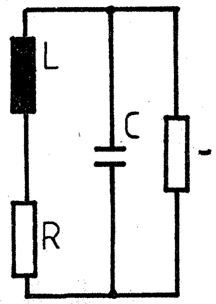
Deoarece rezistența de pierderi este mult mai mică decât reactanța $\omega_s L_q$ factorul de calitate poate ajunge la valori foarte mari. Dacă luăm în considerație următoarele cifre: R_q de ordinul a 10 kΩ la 50 kHz și care se reduce la 1 kΩ între 50 kHz și 1 MHz și scade până la 100Ω peste 1 MHz. Inductanța L_q, de asemenea, are valori cuprinse între zeci de mH și sute de Henry. Capacitatea C_p este de 1—2 pF, iar C_q este de circa o sută de ori mai mică. În acest caz factorul de calitate este cuprins între 10 000 și 50 000. Dacă cuarțul este închis într-un balon de sticlă vidat pentru a suprima amortizarea cauzată de aer, se pot atinge valori ale factorului de calitate de ordinul a 500 000.

Dezavantajul acestor oscilatoare este acela că ele lucrează pe o frecvență fixă, respectiv frecvența cuarțului.

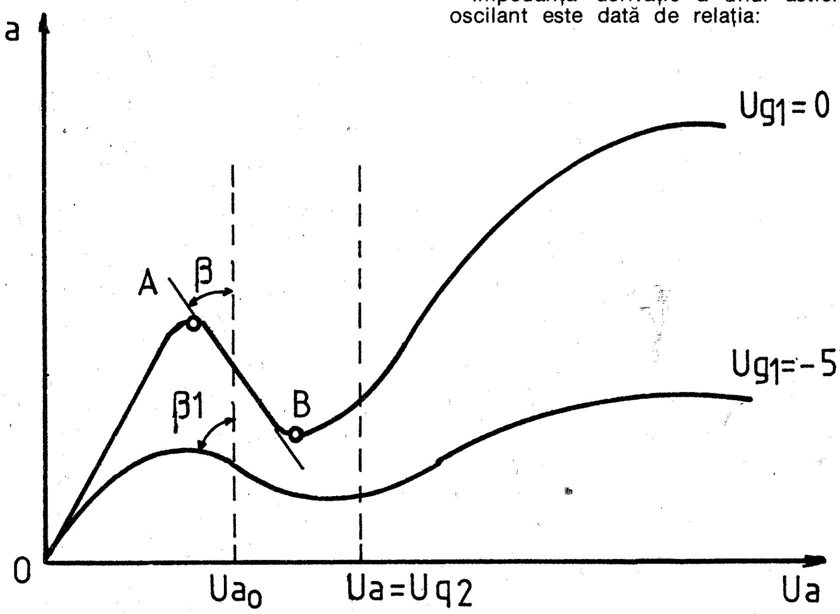
Modificând anumite elemente de circuit din schema unui oscilator cu cuarț, este posibilă variația frecvenței în anumite limite. Aceste variații ale frecvenței sunt de ordinul 1—1,5%, ceea ce, desigur este foarte puțin. Aceste tipuri de oscilatoare se numesc VXO, al căror circuit echivalent este prezentat în figura 4. Într-un montaj de oscilator, cuarțul se comportă inductiv. Acționând asupra capacităților exterioare (din montaj), este posibil ca frecvența de lucru să fie marcată în limite mici, între frecvența de rezonanță serie fs și frecvența de rezonanță derivație (paralel) fp. În afara acestor frecvențe, funcționarea este imposibilă, cuarțul comportându-se capacitiv. Inseriind o inductanță cu cuarțul, frecvența de rezonanță serie a ansamblului devine mai mică, frecvența derivație rămânând aceeași. În acest mod, mărim printr-un artificiu intervalul fs... fp pe care este posibilă funcționarea. Intervalul de oscilație va fi



deci sub frecvența înscrisă pe cuarț, care va fi limita superioară a benzii de frecvențe acoperite. Pentru a putea regla frecvența inferioară de lucru vom înlocui inductanța cu un circuit acordat derivație, având o frecvență proprie de rezonanță, mai mare decât frecvența de lucru la care el se va comporta inductiv. Inductanța echivalentă prezentată de acest circuit derivație poate fi variată modificând într-un fel frecvența sa de rezonanță. În figura 4 circuitul $L_s C_s R_s C_p$ reprezintă circuitul electric echivalent al cristalului de cuarț, asupra căruia nu putem acționa. Circuitul $L_l C_l r$ este circuitul derivație pe care îl folosim ca inductanță echivalentă, iar Cv este capacitatea variabilă care poate fi compusă din mai multe capacități în serie, eventual unele fixe. Pentru a evita apariția oscilațiilor pe frecvența proprie de rezonanță a circuitului derivației $L_l C_l$ uneori se șuntează bobina cu o rezistență. Prin multiplicări de frecvență se pot obține variații de frecvență mai mari dar nu acoperitoare pentru benzile de radioamatori.



7



Acest neajuns poate fi în mare măsură înlăturat apelând la așa-zisele montaje VFX. Oscilatorul VFX se bazează pe principiul schimbării de frecvență. Schema bloc este prezentată în figura 5. Ea conține două oscilatoare, unul de frecvență fixă f_0 de înaltă stabilitate (cu cuarț) și altul de frecvență variabilă (L_C) în gama f1...f2 și un schimbător de frecvență la ieșirea căruia culegem semnalul de frecvență egală cu suma sau diferența frecvențelor celor două oscilații. Dacă frevența oscilatorului cu cuarț f_0 este mult mai mare decât frecvența oscilatorului cu frecvență variabilă, oscilația rezultată la ieșire va avea o stabilitate mai mare decât stabilitatea relativă a oscilatorului cu frecvență variabilă, obținându-se o stabilitate apropiată de cea a cuarțului. La alegerea frecvenței VFO-ului trebuie ținut seama de faptul că stabilitatea de frecvență a VFX este cu atât mai apropiată de cea a oscilatorului cu cuarț cu cât raportul f_0/f_1 este mai mare, dar să nu depășească 15.

Să luăm un exemplu: avem un cuarț pe frecvența de 2050 kHz și dorim să acoperim banda de 3500—3800 kHz. Atunci VF0 va lucra în domeniul 1450—1750 și vom mixa $f_0 + f_1$. Dacă dorim să acoperim banda de 1750—1900 kHz vom folosi VFO în domeniul 150—300 kHz și vom mixa $f_0 - f_1$.

În prima variantă raportul f_0/f_1 variază între 1,18 și 1,42, iar în cea de-a doua variantă, între 6,8 și 13,6. Conform celor spuse mai sus vom alege varianta a doua. Problema fundamentală la proiectarea și realizarea unui VFX este eliminarea (sau reducerea cel puțin) a componentelor nedorite, provenite de la mixare, de tipul $nf_0 \pm mf_1$, adică a combinațiilor între armonicile celor două semnale. O primă măsură este ca să se limiteze banda acoperită, pentru ca banda utilă să fie amplasată între intervalele de frecvențe corespunzătoare armoncilor oscilatorului LC. Oscilatorul LC va trebui să producă o oscilație cu un conținut „sărac" în armonici. Acest lucru este posibil în apropierea limitei de oscilație. Apoi, amplitudinea oscilatorului LC să fie mult mai mică față de amplitudinea oscilatorului cu cristal (CO), aplicată mixerului. Atunci apar practic componente de tipul $f_0 \pm f_1$; $2f_0 \pm f_1$; $3f_0 \pm f_1$ ultimele fiind ușor eliminate de circuite. La ieșirea mixerului se utilizează de obicei circuite acordate în mijlocul benzii utile. Se folosesc și circuite cuplate care oferă o curbă de răspuns cu o lărgime de bandă mai mare și cu flancuri mai abrupte. Montajul VFX mai prezintă avantajul că permite lucrul BK în telegrafie. Manipulând mixerul sau oscilatorul cu cuarț oscilatorul LC se află continuu sub tensiune, dar nu deranjează recepția.

Osilatoarele cu reacție sunt acele oscilatoare care se bazează pe introducerea în circuitul oscilant a unei cantități de energie egală cu cea pierdută în circuit. Frecvența oscilațiilor generate este dată de frecvența proprie de rezonanță a circuitului oscilant. Oscilatoarele bazate pe anularea rezistenței de pierderi R a circuitului LC prin introducerea în circuit a unei rezistențe negative, se numesc oscilatoare cu rezistență negativă. Un element de circuit prezintă la bornele sale o rezistență negativă dacă la o creștere pozitivă a tensiunii rezultă o scădere a curentului prin el.

Caracteristica i = f(u) a unui asemenea element este reprezentată în figura 6 și este numită caracteristica de tip N. Pe porțiunea dintre punctele A și B ale caracteristicii se obține o rezistență negativă de valoare mare. Schema unui astfel de oscilator este prezentată în figura 7 unde cu ρ s-a notat rezistența negativă.

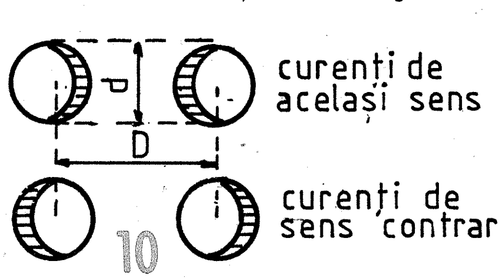
Impedanța derivație a unui astfel de circuit oscilant este dată de relația:

(12) $Rd = \frac{L}{CR}$ unde R reprezintă rezistența de pierderi conectată în serie cu inductanța L.

Când rezistența negativă este egală cu rezistența derivație, rezistența totală derivație devine infinită, deci pierderile în circuit devin egale cu zero. Oscilatorul va genera oscilații de amplitudine constantă, condiția de oscilație fiind dată de relația:

(13) $\rho \leq \frac{L}{CR}$. Frecvența oscilațiilor generate, este în acest caz egală cu frecvența proprie de rezonanță a circuitului oscilant.

Tubul electronic tetrodă prezintă pe porțiunea AB a caracteristicii sale anodice Ia = f(Ua) o rezistență negativă fig. 8. Pe porțiunea inițială a caracteristicii, curentul anodic crește odată cu tensiunea anodică până în punctul A, unde emisia secundară de electroni de pe anod începe să devină importantă. Atât timp cât tensiunea anodică este inferioară tensiunii de ecran, electronii secundari emiși de anod vor fi atrași de grila ecran. Acest lucru va avea ca efect o scădere a curentului anodic la creșterea tensiunii anodice, obținându-se astfel o caracteristică de tip N. Dacă se conectează în anodul unei tetrode un circuit LC se obține un oscilator dinatron. Valoarea tensiunii anodice Ua_o se alege astfel ca punctul de funcționare să se situeze la jumătatea porțiunii AB a caracteristicii. Rezistența anodică negativă este



dată de relația: $\rho = tg\beta$. Tensiunea de negativare din grila de comandă a tubului se alege astfel încât să fie îndeplinită condiția de amorsare a oscilațiilor: $\rho \leq \frac{L}{CR}$. Amplitudinea oscilațiilor este limitată de neliniaritatea caracteristicii în punctele A și B. Frecvența oscilațiilor este egală cu frecvența de rezonanță a circuitului LC:

(14) $$f = fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

INCINTĂ ACUSTICĂ M.F.B.

Ing. ŞERBAN NAICU

Având o vechime de două decenii, această inovaţie a firmei Philips, merită totuşi să fie reamintită, cel puţin schematic, cititorilor noştri.

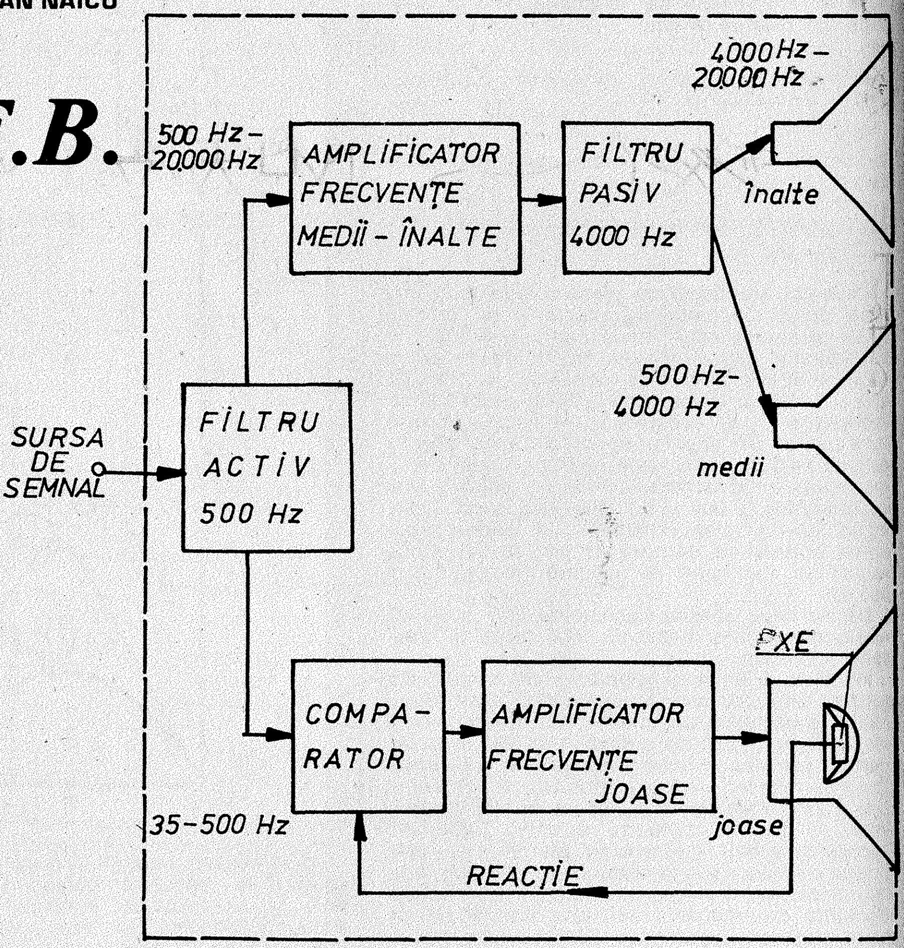
Bazându-se pe studiile realizate de M.M. Klassen şi Kroning în laboratoarele de cercetări ale firmei Philips, în anul 1968, sistemul M.F.B. (Motional Feed Back) permite eliminarea distorsiunilor care apar la redarea frecvenţelor joase. Este cunoscut faptul că reproducerea fără distorsiuni a acestor frecvenţe reprezintă problema crucială a constructorilor de incinte acustice.

În figură, este prezentată schema bloc a unei astfel de incinte acustice. Se remarcă prezenţa a două amplificatoare. Primul, pentru frecvenţe joase (35—500 Hz) alimentează difuzorul boomer şi constituie o parte integrantă a sistemului M.F.B. Cel de-al doilea amplificator pentru frecvenţe cuprinse între 500 Hz şi 20 kHz alimentează un difuzor de frecvenţă medie (500 la 4000 Hz) şi un difuzor tweeter (4000 la 20 000 Hz).

Sistemul M.F.B. utilizează un captor dinamic, constituit dintr-un cristal (PXE) plasat în vârful conului difuzorului boomer. Acesta captează acceleraţiile membranei difuzorului, transformându-le în semnale electrice care sunt comparate cu semnalul original. În acest mod, toate mişcările membranei difuzorului care nu corespund cu semnalele originale sunt corectate instantaneu. Acest lucru permite difuzorului de joasă frecvenţă (boomer) să reproducă liniar toate frecvenţele cuprinse între 35 şi 500 Hz.

Dacă la incintele acustice clasice curba de răspuns liniară se obţine egalând nivelul de ieşire al incintei pe difuzorul cu randamentul cel mai slab (boomer-ul), în cazul incintelor M.F.B. Philips acest lucru se face pe cel care are randamentul cel mai ridicat (tweeter-ul)

Incintele M.F.B. prezintă avantaje, în ceea ce priveşte puterea amplificatoarelor şi adaptarea impedanţelor, faţă de incintele clasice.



GENERATOARE pentru VERIFICAREA AMPLIFICATOARELOR HI-FI

AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Modul de folosire a celor două generatoare şi de interpretare a rezultatelor vor fi prezentate în cele ce urmează. Înainte de a trece la verificarea unui amplificator, trebuie să ne asigurăm că osciloscopul cu care lucrăm este corect compensat. Ne vom convinge de aceasta, dacă semnalul care provine de la generatorul de impulsuri dreptunghiulare sau de la ieşirile numărătorului binar este perfect, adică are fronturile şi palierele drepte (fără înclinări), iar racordarea lor se face în unghi drept (fără rotunjiri sau vârfuri).

Prima verificare ce se poate face, constă în stabilirea funcţionării normale a amplificatorului, caracterizată prin lipsa distorsiunilor de limitare sau a celor de racordare (cross-over). În acest scop, comutatorul S2 al generatorului din figura 3 se va afla în poziţia D, corespunzătoare semnalului sinusoidal. Această probă este însă mult prea uşoară pentru un amplificator HI—FI, aşa încât acesta trebuie supus unor teste cu grad de dificultate din ce în ce mai ridicat. Pentru început vom folosi generatorul din figura 2, verificând amplificatorul în impulsuri. Această verificare permite evaluarea comportamentului amplificatorului din punct de vedere al distorsiunii de frecvenţă şi al stabilităţii în funcţionare. Distorsiunea de frecvenţă sau abaterea de la liniaritate a caracteristicii de răspuns, se apreciază prin aplicarea la intrarea amplificatoarelor a unor semnale dreptunghiulare cu frecvenţa cuprinsă între 30...60 Hz pentru frecvenţe joase şi 10...20 kHz pentru frecvenţe înalte. În figura 6 se arată de sus în jos, modificările ce pot interveni faţă de forma semnalului aplicat la intrare, ilustrat în primul rând de sus. În coloana din stânga sunt prezentate impulsurile de frecvenţă joasă, iar în coloana din dreapta cele de frecvenţă înaltă. În domeniul frecvenţelor joase, distorsiunea de frecvenţă se apreciază după abaterea de la linia dreaptă a palierelor impulsurilor, iar în domeniul frecvenţelor înalte după înclinarea frontului în raport cu verticala. Este cât se poate de clar că un amplificator de calitate va prezenta la ieşire semnale cu forma de undă asemănătoare celor din rândul II sau, de ce nu, chiar asemănătoare celor din rândul I. Răspunsurile ilustrate în rândul III sunt inacceptabile pentru un amplificator de calitate. La aplicarea unor impulsuri cu frecvenţa de 500... 5000 Hz nu trebuie să apară abateri de la forma iniţială. Impulsurile dreptunghiulare sunt utile şi pentru verificarea stabilităţii amplificatorului. În figura 7 se arată forma unui impuls dreptunghiular trecut printr-un amplificator care prezintă instabilitate şi care generează distorsiuni dinamice mari. Cu cât amplitudinea şi numărul oscilaţiilor amortizate sunt mai mari, cu atât amplificatorul este mai instabil.

Pentru aprecierea distorsiunilor dinamice în general şi a celor de intermodulaţie tranzitorie în special, se recomandă aplicarea la intrarea amplificatorului verificat, a semnalelor cu formele de undă din figura 4B şi 4C. Când se foloseşte semnalul din figura 4B, comutatorul S1 se va afla pe poziţia 1 kHz, iar când se foloseşte semnalul din figura 4C, comutatorul S1 se va afla în poziţia 8 kHz. Verificarea cu semnalul din figura 4C se realizează cu un nivel de intrare căruia îi corespunde o tensiune de ieşire cu aproximativ 10% mai mică decât tensiunea la care încep să apară distorsiunile de limitare ale amplificatorului. Pentru semnalul din figura 4B, mărimea semnalului variază între 0 şi +3 dB faţă de nivelul la care apare limitarea. Examinarea osciloscopică a semnalului de ieşire, pe sarcina nominală, poate pune în evidenţă eventualele distorsiuni dinamice, caracterizate prin blocarea amplificatorului pe o perioadă foarte scurtă, materializate vizual prin dispariţia componentei sinusoidale a semnalului de test, pe durata câtorva sinusoide, în funcţie de calitatea amplificatorului testat. În figura 8 sunt prezentate pe cele două coloane, de sus în jos, diferite grade de alterare a formelor de undă iniţiale, prezentate în figura 4B şi 4C.

Verificările şi aprecierile sunt uşor de făcut, deoarece, aşa cum am arătat, cele două semnale componente sunt sincrone, ceea ce face ca imaginea să „stea pe loc". Dacă fiecăreia dintre cele opt sinusoide îi atribuim 1,25 puncte, putem nota amplificatoarele după cum urmează: dacă apar toate cele opt sinusoide, amplificatorul este de nota 10, dacă apar numai patru sinusoide, amplificatorul este de nota 5 ş.a.m.d. Desigur aceasta este o glumă, dar ea are totuşi un suport real. Dar să lăsăm gluma şi...

Atenţie! Recomandăm insistent să nu vă lăsaţi „furaţi" de imaginea interesantă de pe ecranul osciloscopului, deoarece, în acest timp, tranzistoarele finale sunt puternic solicitate. De asemenea, recomandăm ca măsură de precauţie, dacă nu există din construcţie un sistem de protecţie, introducerea unor siguranţe rapide sau ultrarapide pe barele de alimentare şi/ sau pe ieşirea de difuzor.

Ajuns în acest punct, cititorul îşi va pune probabil întrebarea cum se poate interveni, dacă verificările efectuate, conform celor arătate mai sus, au demonstrat că amplificatorul testat introduce puternice distorsiuni dinamice. În cele ce urmează vom face o serie de precizări de ordin practic, care credem că vor fi utile atât în abordarea unor noi construcţii, cât şi în vederea reducerii distorsiunilor dinamice la unele amplificatoare existente. Aceste precizări se referă la schema şi componentele amplificatorului de putere, la alimentator şi la cablaj.

După unii autori, cauza principală a apariţiei distorsiunilor dinamice se datorează prezenţei unei reacţii negative prea puternice şi a limitării vitezei de creştere, datorită folosirii unor amplificatoare operaţionale integrate, inadecvate. Urmarea practică imediată, este aceea a reducerii gradului de reacţie negativă la 20... 30 dB (de regulă 22...26 dB) şi excluderea amplificatoarelor operaţionale integrate (cu excepţia celor specializate). Înainte însă de a introduce în circuit bucla de reacţie negativă, trebuie să ne asigurăm că banda de trecere a amplificatorului depăşeşte 20 kHz, iar coeficientul de distorsiune armonică este sub 0,5%. În aceste condiţii, este de la sine înţeles că introducerea unei reacţii de 20...30 dB măreşte liniaritatea într-o bandă de trecere mult mai largă şi micşorează distorsiunile armonice cu cel puţin un ordin de mărime. În cazul în care condiţiile iniţiale nu sunt satisfăcute, va fi nevoie de o reacţie mai puternică, ceea ce duce la înrăutăţirea comportamentului dinamic al amplificatorului, deoarece apare tendinţa de

autooscilație datorită stabilității reduse.

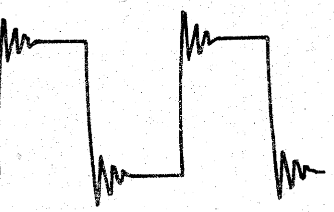
O importanță deosebită se va da compensării în frecvență, care trebuie corelată perfect cu gradul de reacție negativă, în scopul minimalizării distorsiunilor dinamice.

În sensul celor arătate mai sus, vom exemplifica cu parametrii unui amplificator realizat cu tranzistoare VMOS, conform notelor de aplicație SILICONIX DA 76—1 și AN 76—3. Banda de frecvență a amplificatorului, fără reacție, este de cca. 200 kHz; introducerea unei reacții de 22 dB, lărgește banda de frecvență la 800... 1000 kHz, iar coeficientul de distorsiune armonică scade la 0,05%.

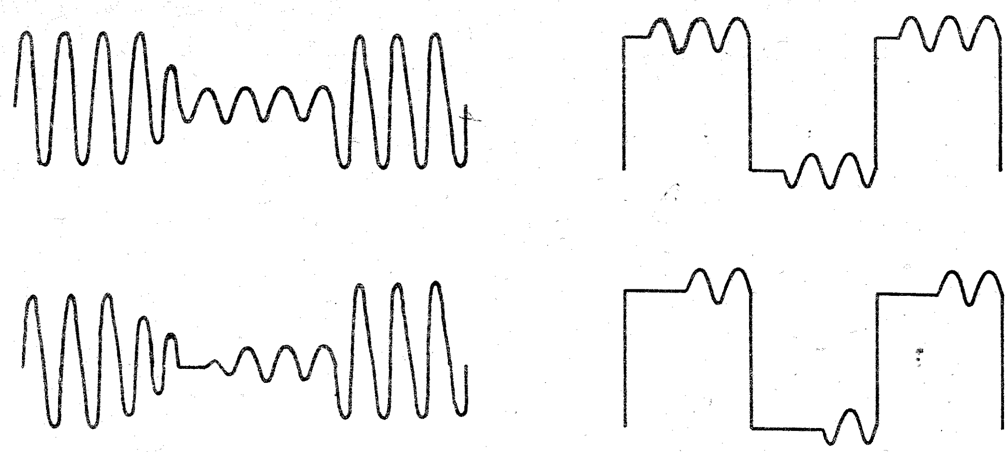
Revenind la folosirea amplificatoarelor operaționale integrate, precizăm că restricțiile sunt în general legate de valoarea parametrului SR, de care am amintit anterior. Fără a intra în detalii, vom arăta că, pentru asigurarea unui comportament dinamic bun, se consideră ca suficientă valoarea SR>0,5 Vv, în care SR este viteza de urmărire minimă, exprimată în V/μs și Vv este tensiunea de vârf la ieșirea amplificatorului. Să considerăm un preamplificator cu tensiune nominală de ieșire 0,775V (0 dB), cu rezervă de supramodulație de +6 dB. În acest caz, Vv=0,775 $\sqrt{2}$.2=2,2, pentru care SR=2,2 . 0,5 = 1,1V/μs. Este evident că folosirea unui amplificator operațional 741 nu este indicată, deoarece el are SR= 0,5 V/μs. Există la unii constructori amatori, tendința total nejustificată de a folosi circuitul integrat 741 atât în preamplificatoare cât și în etajele de intrare ale amplificatoarelor de putere. Dacă folosirea lor în preamplificatoare este discutabilă, deși pentru aceste etaje există circuite integrate preamplificatoare specializate, includerea lor în etajul de intrare al unui amplificator de putere este total contraindicată. Se produc în mod curent în țară și se comercializează circuitele integrate βM381 și βM387, preamplificatoare cu zgomot redus și SR=5V/μs (pentru o amplificare în tensiune de 40 dB), pe care le recomandăm a fi folosite în preamplificatoare. Pentru etajele de intrare ale amplificatoarelor de putere, recomandăm amplificatoarele operaționale integrate βM301A, ROB101, ROB101T, ROB201A, cu SR=6V/μs., sau și mai bine βF356 sau cele din seria B 080 cu SR=12V/μs. Pentru construcții mai pretențioase se recomandă circuitele integrate LM318, LF357 care au SR=50V/μs. Pentru cei care nu au aceste circuite integrate, este preferabilă varianta folosirii componentelor discrete. Ele vor fi din seria tranzistoarelor BC cu zgomot redus (pentru preamplificatoare), sau din seriile BC/BD/BF cu tensiune mare și frecvență ridicată (pentru etajele de intrare și driver din amplificatoarele de putere).

În ceea ce privește etajul final de putere, se recomandă a fi realizat cu tranzistoare bipolare complementare de putere adecvată, cu frecvență de tăiere de cel puțin 3...5 MHz. Soluția cea mai elegantă, modernă și în primul rând performantă, care s-a impus în ultimii ani, constă în folosirea tranzistoarelor MOSFET/VMOS complementare, de putere adecvată. Când puterea de ieșire necesară depășește posibilitățile unor asemenea tranzistoare, se pot conecta 2...4 exemplare în paralel, fără precauții speciale, deoarece există tendința inerentă de egalizare a curenților. Folosirea tranzistoarelor MOSFET/VMOS este recomandată deoarece au un răspuns tranzitoriu excelent, și o viteză de creștere ridicată, peste 100V/μs. Aceste performanțe sunt datorate răspunsului foarte bun în frecvență al acestor tranzistoare și al impedanțelor mari de intrare. Nu este de neglijat faptul că la aceste tranzistoare, pericolul ambalării termice lipsește, deoarece au un coeficient negativ de temperatură. Indiferent de tipul tranzistoarelor folosite în etajul de putere (bipolare sau MOSFET/VMOS), este preferată clasa de funcționare AB sau B. Reamintim, ca variantă performantă și sistemul audio în care amplificatorul de putere este realizat cu tuburi electronice. Un etaj final cu două tuburi electronice EL34 și un amplificator-defazor cu două tuburi ECC83, vor oferi calități dinamice foarte bune și o putere suficientă pentru uz „casnic". În ultimul timp se folosesc și amplificatoare de putere hibride, realizate fie cu tranzistoare bipolare, fie cu tranzistoare MOSFET, având performanțe ridicate. Mai puțin performante, și în consecință mai puțin indicate pentru amplificatoare de înaltă calitate, sunt amplificatoarele monolitice. La acestea, o ameliorare semnificativă, în sensul atingerii unor puteri mai mari fără creșterea distorsiunilor dinamice, se poate obține prin introducerea în circuitul de intrare a unei celule RC de tip trece-jos, cu frecvența de tăiere la 20 kHz. Introducerea unui asemenea circuit simplu la intrarea unui amplificator realizat cu circuite integrate, de exemplu MDA 2020, permite mărirea tensiunii până aproape de limitarea impusă de alimentator, fără apariția distorsiunilor dinamice evidente. De altfel, acest circuit simplu de filtrare cu frecvența de tăiere la 25...30 kHz, trebuie introdus la intrarea oricărui amplificator de putere, în scopul atenuării unor frecvențe înalte parazite a căror prezență în amplificatorul de putere ar înrăutăți comportamentul dinamic al acestuia. Componentele parazite de frecvență înaltă pot proveni de la generatoarele de ștergere/premagnetizare ale magnetofoanelor, de la semnalul pilot stereo, de la blocurile de codare/ decodare A/D, D/A etc. Se recomandă ecranarea metalică a celulei de filtrare trece-jos.

7



8



Oricum ar fi realizat amplificatorul de putere, cu tranzistoare bipolare sau MOSFET/VMOS, cu circuite hibride sau circuite integrate, este bine să se cunoască parametrul SR, pentru a putea evalua corect comportamentul dinamic. Valoarea minimă a acestui parametru, care variază în funcție de puterea și impedanța de ieșire a amplificatorului considerat, trebuie să depășească jumătate din valoarea tensiunii de vârf la ieșirea amplificatorului. În nota de aplicație mai sus amintită (SILICONIX), care se referă la un amplificator realizat cu tranzistoare VMOS de tip 2N6658 sau VMP12, cu puterea de 40W/8Ω, parametrul SR>100V/μs. Se poate stabili, prin calcule simple, dacă această valoare este suficientă pentru o redare de calitate. Tensiunea de vârf la ieșirea amplificatorului este $V_v = \sqrt{2}\,\sqrt{P.Z} = \sqrt{2}\,\sqrt{40.8} = 25,3$, pentru care SR trebuie să fie mai mare de 12,65V/μs. Rezultă că valoarea obținută practic este cu mult peste valoarea minimă necesară. Un alt exemplu se referă la amplificatorul propus spre realizare de către dl. Aurelian MATEESCU în TEHNIUM nr. 1/1992. Amplificatorul, realizat cu tranzistoare MOSFET SK135/SJ50, este caracterizat printr-o putere de 200W/4Ω și SR=60V/μs. În această situație, tensiunea de vârf este de 40Vv, iar SR trebuie să fie de minimum 20V/μs. Deci, și în acest exemplu, valoarea obținută practic este mai mare decât cea necesară, sau așa cum precizează autorul, „amplificatorul are parametri tehnici cu mult peste normele HI-FI". La amplificatoarele cu tranzistoare bipolare, complementare având frecvența de tăiere mai mare de 3...5 MHz, sau cu circuite hibride, parametrul SR întâlnit în materialele care însoțesc schema, este mai redus, dar depășește totuși valoarea minimă necesară. La amplificatoarele cu circuite integrate de putere nu am întâlnit această specificație. Menționăm că există realizări profesionale la care parametrul SR atinge câteva sute de V/μs., valori care garantează un comportament dinamic perfect.

Se impune și o precizare suplimentară referitoare la coeficientul de distorsiune armonică al amplificatoarelor de putere, despre care s-a arătat anterior că influențează hotărâtor distorsiunile de intermodulație. Oricare ar fi valoarea acestora, preferabil sub 0,05%, trebuie să ne asigurăm că ea rămâne relativ constantă până la frecvențe de 15...20 kHz. Am făcut această precizare, deoarece în unele cazuri nu se mai măsoară coeficientul de distorsiune armonică la frecvențele peste 10 kHz., ceea ce este incorect. Dacă la aceste frecvențe distorsiunile cresc, apar combinații ale frecvențelor înalte, ale căror diferențe se plasează în domeniul de maximă sensibilitate auditivă.

O importanță deosebită pentru comportamentul dinamic al amplificatoarelor de putere, o au sursele de alimentare. În cazul surselor de alimentare nestabilizată (folosite în mod curent), când puterea de ieșire a amplificatorului este apropiată de cea maximă, apar variații ale tensiunii de alimentare, care pot atinge câțiva volți. Fenomenul este mai accentuat la semnale cu frecvență joasă și amplitudine mare sau de durată lungă. În această situație, tensiunea de alimentare scade mult, datorită descărcării condensatoarelor electrolitice din filtrul de netezire, ceea ce are drept consecință scăderea puterii maxime de ieșire. Această scădere a tensiunii de alimentare poate să afecteze pe timp scurt și curentul de repaus al etajului final, ducând la apariția unor distorsiuni neliniare suplimentare. Mai mult, pot să apară și interferențe neplăcute între frecvențele utile și cele de 50, 100 și 200 Hz, provenite de la tensiunea pulsatorie a alimentatorului suprasolicitat. Toate acestea explică de ce, atunci când se ascultă secvențe sonore cu „bași" sau prelungite (provenite de la sintetizoare), în apropierea puterii maxime, apare un „conglomerat" de distorsiuni, care dau un caracter profund dezagreabil sunetului perceput.

Soluția sigură de eliminare a tuturor fenomenelor prezentate mai sus, constă în folosirea surselor stabilizate, dar pentru amplificatoare de calitate și de putere, ele trebuie să asigure un curent de 10...15 A (în impuls), ceea ce complică lucrurile și ridică prețul sistemului. O soluție de compromis o constituie folosirea alimentatoarelor nestabilizate supradimensionate, cu condensatoare de filtraj de capacitate mare, de exemplu 10 milifarazi. În acest caz, este absolut necesară introducerea unor siguranțe rapide pe barele de alimentare și pe ieșirea de difuzor. Este momentul să arătăm aici, că singurul avantaj al folosirii surselor nestabilizate subdimensionate, este acela că asigură autoprotecția etajelor finale.

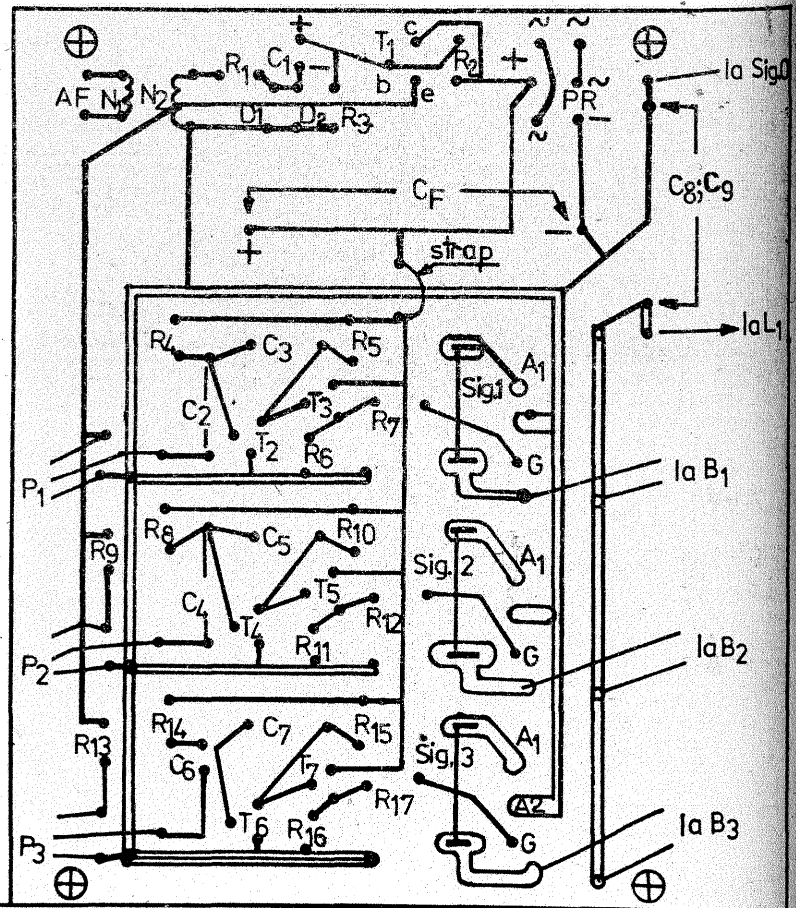
Din cele arătate până aici, derivă și o altă posibilitate de realizare a ansamblului amplificator de putere-sursă de alimentare, care să asigure o redare corectă, fără posibilitatea apariției distorsiunilor dinamice la vârfuri de modulație. Într-o cameră de locuit, puterea la care se poate asculta fără a deranja prea mult pe alții, este de 2...5W. Dacă amplificatorul de putere va fi proiectat pentru o putere de 25...50W, se va asigura o redare de înaltă acuratețe, deoarece, în aceste condiții, el poate prelua vârfurile ocazionale fără „probleme". De această dată, sursa de alimentare poate fi și nestabilizată. Desigur, această modalitate recomandată de unii autori cu încă 25 de ani în urmă, este neeconomică, dar pare a fi cea mai avantajoasă pentru sistemele audio folosite în apartamente.

O atenție deosebită trebuie dată proiectării cablajului imprimat. Aceste aspecte au fost deseori prezentate în paginile revistei, așa încât nu vom relua decât pe cele mai importante. Conductoarele/traseele care fac legătura între sursa de alimentare și amplificatorul de putere vor fi cât mai scurte și vor avea o secțiune cât mai mare. În locul în care aceste conductoare sunt lipite la etajul final se vor decupla cu condensatoare de 100 μF + 100 nF (în paralel). Circuitele și conductoarele/traseele de intrare vor fi ecranate și distanțate la maximum de conductoarele/traseele de alimentare și de ieșire ale amplificatorului, în scopul evitării unor inducții parazite, atât în domeniul frecvențelor joase, cât și în cel al frecvențelor înalte.

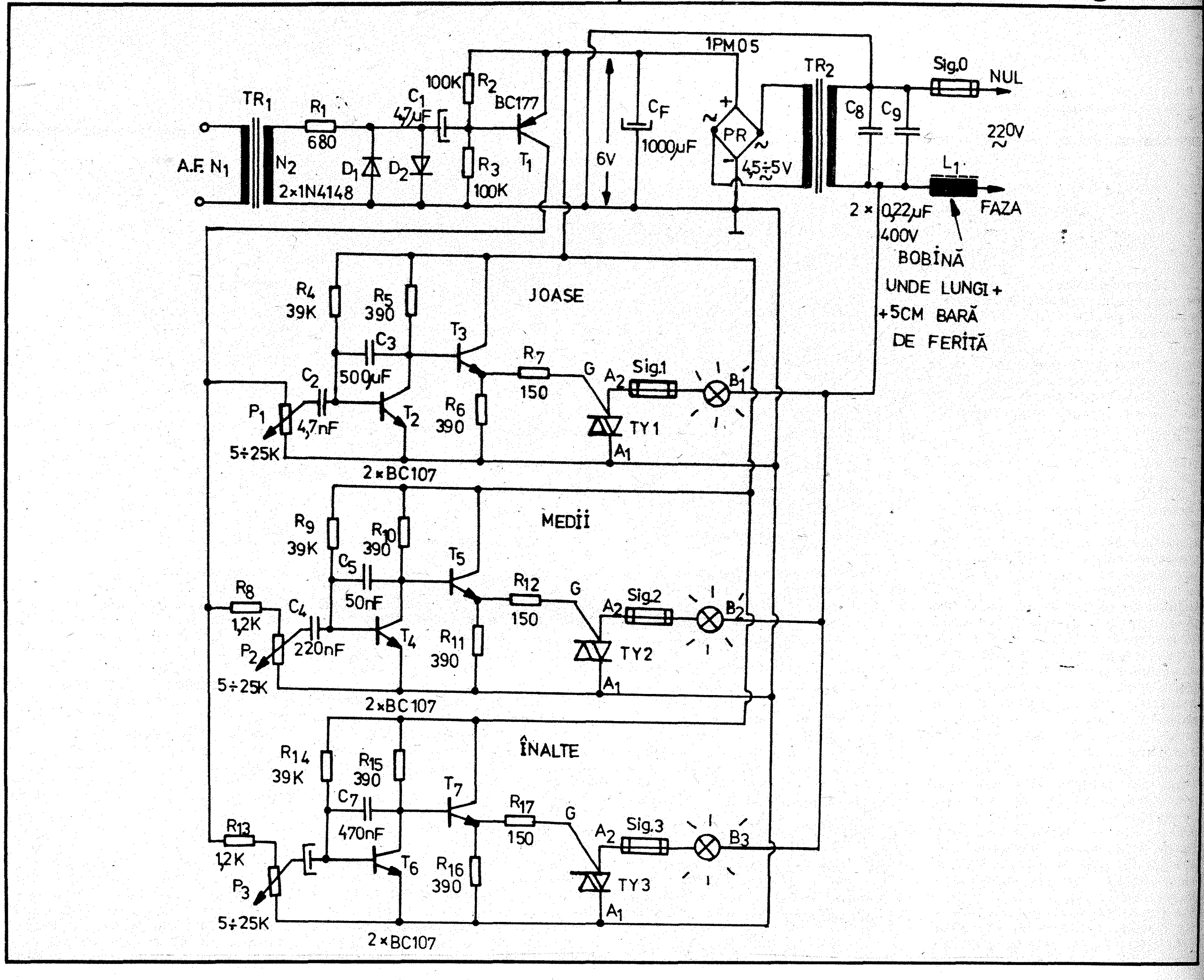
Concluzii. În acest material au fost descrise unele aspecte referitoare la corelațiile existente între aprecierile subiective ale calității amplificatoarelor de audiofrecvență și parametrii electrici ai acestora. S-au prezentat o metodă și un aparat simplu pentru verificarea comportamentului dinamic al amplificatoarelor, iar în final s-au făcut unele precizări de ordin practic, în scopul reducerii distorsiunilor dinamice.

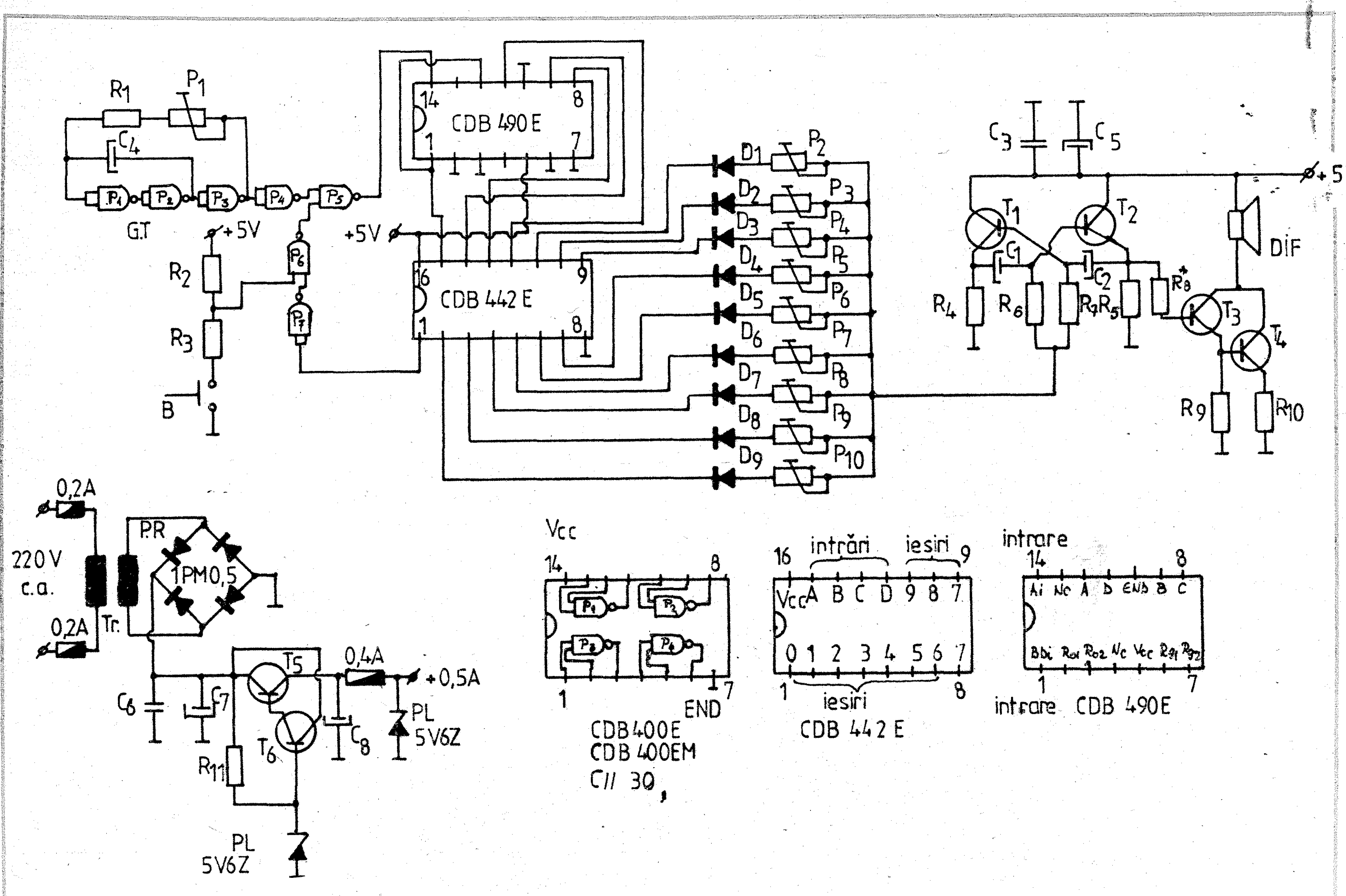
ORGĂ de LUMINI

VASILE MANDA, Timișoara



Semnalul de HF, cules de la bornele unei surse cu o putere minimă de 1W, se aplică transformatorului de separare TR1 care conține două înfășurări identice N1 = N2. Poate fi realizat pe un miez miniatură bobinând 2 x 250 spire CuEmΦ 0,1 mm. Tensiunea din secundarul transformatorului se aplică grupului de limitare bilaterală D1D2 și apoi amplificatorului realizat cu T1 a cărui sarcină este constituită de potențiometrele P1, P2, P3,cu ajutorul cărora se reglează curentul, fără semnal, până la limita de incandescență a becurilor ($P1 = P2 = P3 = 5 \div 25\ k\Omega$). Fiecare canal corespunde unei benzi de frecvență și constă dintr-un filtru de bandă activ realizat cu T2, T4 și T6 și câte două filtre: trece sus și trece jos. După selectarea benzilor, semnalele sunt aplicate repetoarelor realizate cu T3, T5 și T7 care furnizează curentul de atac al porților triacurilor sau tiristoarelor. Pot fi folosite triace cu o tensiune inversă mai mare de 400V, curentul direct fiind superior celui consumat de becuri. Dacă se dorește o mai bună separare a benzilor se poate acționa asupra condensatoarelor din filtrele de bandă. Rezultate mai bune por fi obținute dacă alimentarea se realizează stabilizat (cu un tranzistor) și cu posibilitatea reglării tensiunii în limitele 4,5—7,5V. Grupul C8,C9,L împiedică paraziții produși la deschiderea triacelor să se propage în rețea, având ca efect un brum supărător la aparatele conectate în imediata vecinătate. Siguranțele se vor dimensiona în funcție de becurile folosite. Alăturat propun varianta de cablare folosită de mine (fața cu folie de cupru). Menționez că nici una dintre valorile componentelor nu este critică.





SONERIE MUZICALĂ

Ing. DANIEL-SORIN DOBROTĂ, Tg. Jiu

COMPUNEREA ȘI FUNCȚIONAREA APARATULUI

— generatorul de impulsuri — GT — realizat cu porțile P_1—P_4 (ale unui circuit integrat CDB 400 E), cu frecvența aleasă de constructor. Pentru valorile indicate în schemă, f = 0,5 ÷ 10 Hz. Din potențiometrul semireglabil P1 (1 kΩ) se alege, deci, ritmul melodiei;

— numărătorul zecimal CDB 490 E;

— decodificatorul binar zecimal CDB 442 E. Se prezintă mai jos „tabelul de adevăr" al acestui integrat.

Se observă că, pentru cele 10 combinații la intrarea decodificatorului (ce se obțin la ieșire numărătorului), numai una din cele 10 ieșiri are „nivelul logic 0" — ceea ce face ca rând pe rând potențiometrele P_2—P_{10} să fie puse la masă în circuitul generatorului de ton, realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2. Se generează astfel notele melodiei;

— generatorul de ton — realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2 (BC 177, 178, 179, etc...). Prin alegerea convenabilă a condensatoarelor C_1 și C_2 (0,47 μF) și a rezistențelor din circuit, se stabilesc toate cele 9 note ale melodiei;

— amplificatorul de audiofrecvență — realizat cu T_3 (BC 107, 108, 109, etc...) și T_4 (BD 135, 137, 139) — montat pe un mic radiator din aluminiu.

Între colectoarele celor două tranzistoare (T_3, T_4) și plusul alimentatorului se montează un difuzor miniatură 8Ω/0,5 W.

Alimentatorul stabilizat e realizat cu tranzistorii T_5, T_6. Constructorii mai pretențioși pot realiza alimentatorul folosind un circuit integrat stabilizator βA 723 C.

Tranzistorul T_5 se va monta pe un radiator de aluminiu cu o suprafață de aproximativ 40 cmp.

Ca transformator de alimentare este folosit cel recuperat de la soneria veche.

În poziția de repaos a butonului de sonerie, la intrările porții P6 se aplică „1 logic", ceea ce face ca impulsurile de tact generate de G.T. să nu schimbe starea numărătorului CDB 490 E.

Când la una dintre intrările porții P6 apare „un 0 logic" la ieșirea lui P6 apare „1 logic" și prin intermediul porții P5 impulsurile generatorului G.T. ajung la intrarea de tact a numărătorului, permițând derularea melodiei, fără a fi nevoie a ține degetul pe butonul B. În acest caz, un „0 logic" apare datorită faptului că pe tot parcursul derulării melodiei, la pinul 1 al circuitului integrat CDB 442.E se menține „nivelul 1 logic".

RECOMANDĂRI CONSTRUCTIVE

Toate componentele se vor verifica înainte de montare;

Se vor utiliza rezistențe cu peliculă metalică;

Condensatoarele se vor verifica atent pentru pierderi mici și toleranțe de max. 10%;

Performanțele montajului depind esențial de calitatea componentelor, de execuția cablajului și a conexiunilor;

Pe toate circuitele integrate, cât mai aproape de terminalele ce alimentează integratul se vor monta condensatoarele ceramice 100 nF/50 V.

LISTA DE PIESE

Rezistențe: (0,5 W)
R_1 = 330 Ω
R_2 = 1,2 kΩ
R_3 = 15Ω
R_4 = R_5 = R_9 = 470Ω
R_6 = R_7 = 4,7 kΩ
R_8 = 2,4 kΩ
R_{10} = 2,2Ω/3 W
R_{11} = 1 kΩ
P_1 = 1 kΩ
P_2 — P_{10} = 10kΩ

Condensatoare:
C_1 = C_2 = 0,47 μF/15 V
C_3 = C_6 = 100 nF
C_4 = C_5 = C_8 = 220 μF/15V
C_7 = 2200 μF/25 V

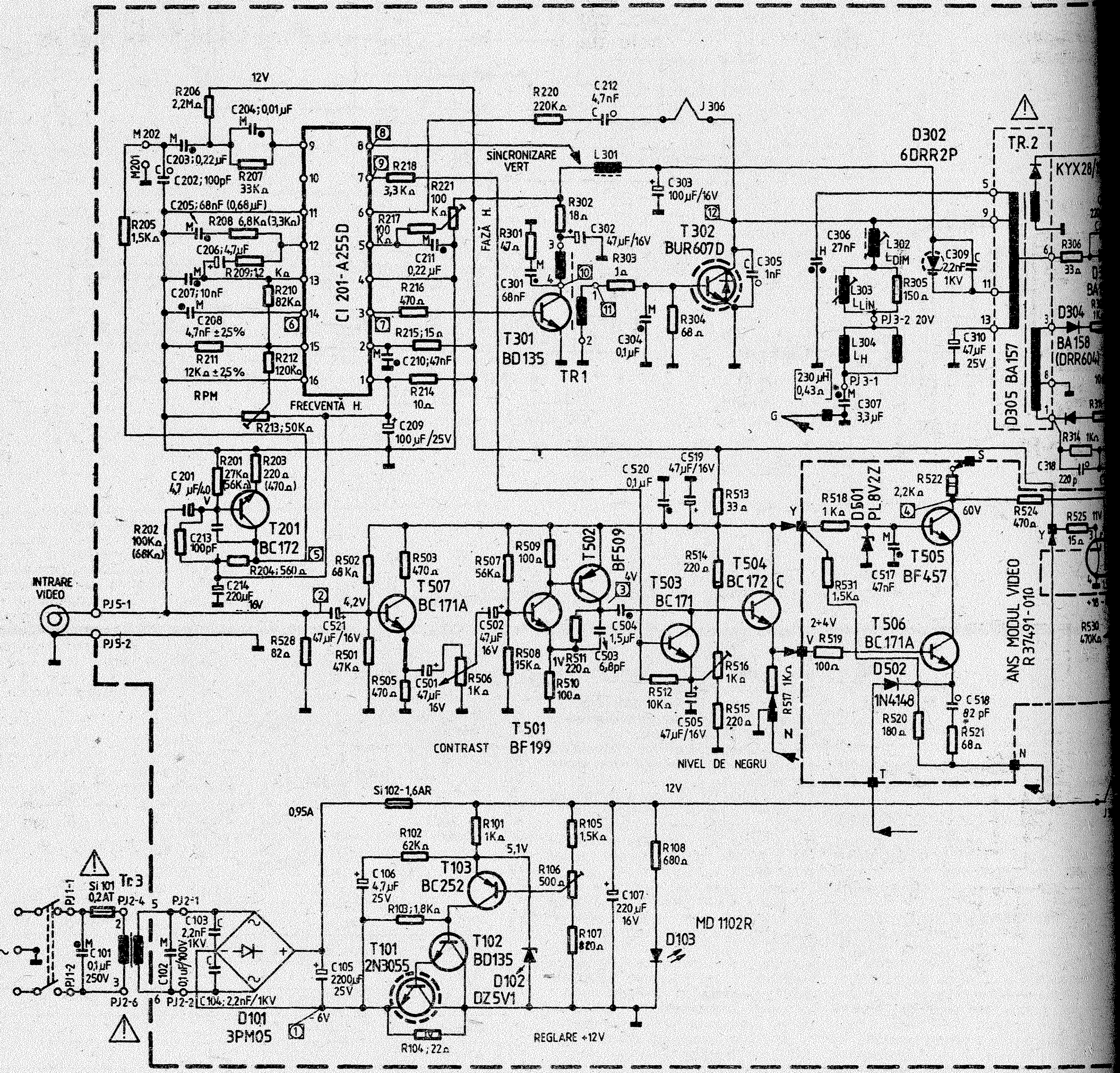
Tranzistori:
T_1 = T_2 = BC177 (178, 179, 251, 252, 253)
T_3 = T_6 = BC107 (108, 109, 171, 172, 173)
T_4 = T_5 =BD135 (137, 139)
PR = punte redresoare 1PMO,5 (1,2 A/50 V)
Tf = transformator de sonerie

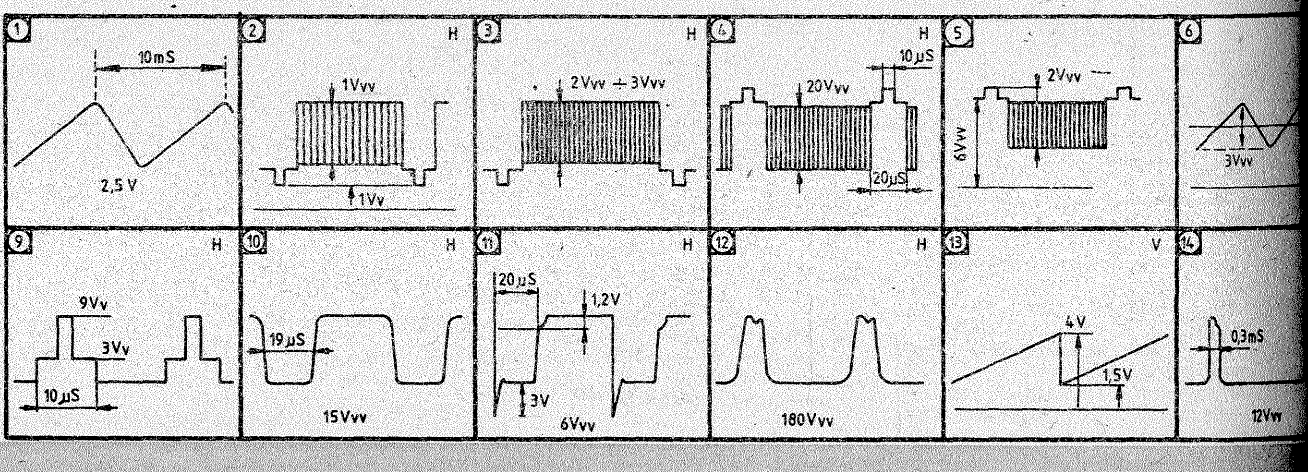
Circuite itegrate:
P_1—P_4 = CDB4OOE
P_2—P_7 = CDB4OOE
CDB490E
CDB442E

Intrări	Ieșiri	Nr. impuls	Nr. notă
D C B A	0 1 2 3 4 5 6 7 8 9		
0 0 0 0	0 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1	/
0 0 0 1	1 0 1 1 1 1 1 1 1 1	2	1
0 0 1 0	1 1 0 1 1 1 1 1 1 1	3	2
0 0 1 1	1 1 1 0 1 1 1 1 1 1	4	3
0 1 0 0	1 1 1 1 0 1 1 1 1 1	5	4
0 1 0 1	1 1 1 1 1 0 1 1 1 1	6	5
0 1 1 0	1 1 1 1 1 1 0 1 1 1	7	6
0 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 0 1 1	8	7
1 0 0 0	1 1 1 1 1 1 1 1 0 1	9	8
1 0 0 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 0	10	9
0 0 0 0	0 1 1 1 1 1 1 1 1 1	11	/
0 0 0 1	1 0 1 1 1 1 1 1 1 1	12	1
	idem	13	2

BIBLIOGRAFIE
1. Colecția revistei „TEHNIUM"
2. Colecția revistei „Radio"
3. Colecția „Radio Televizia Electronica"
4. Catalog „Circuite integrate" — I.P.R.S. BĂNEASA

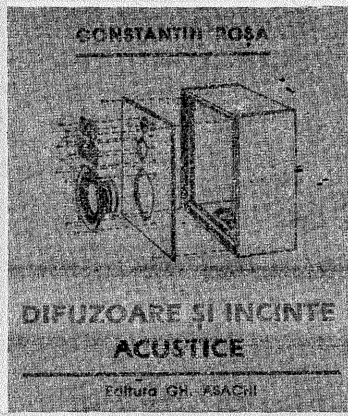
MONITORUL MONOCROM DE 31 CM

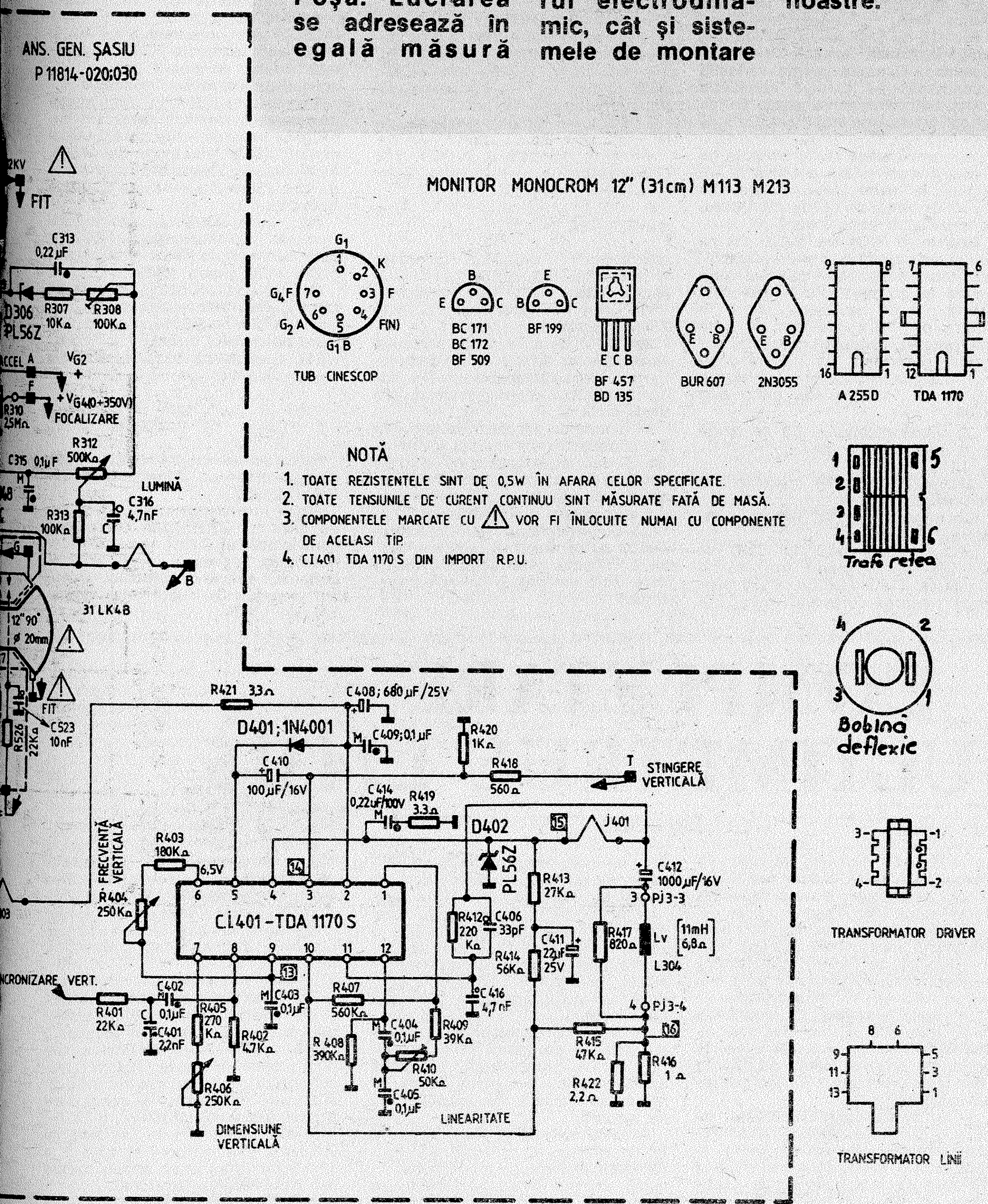


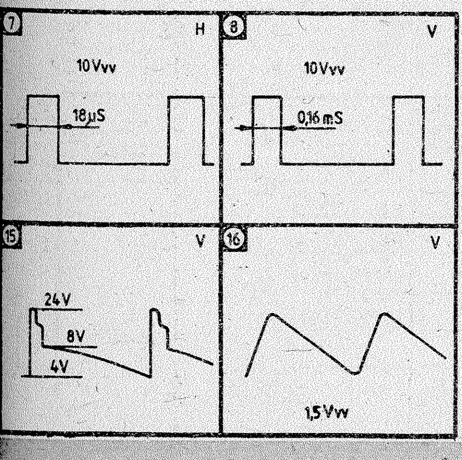


O interesantă apariţie editorială în domeniul electroacusticii a inginerului Constantin (Doru) Poşa. Lucrarea se adresează în egală măsură specialiştilor cât şi constructorilor amatori. Sunt tratate sistemele mecanice şi acustice, difuzorul electrodinamic, cât şi sistemele de montare acustică a difuzoarelor.

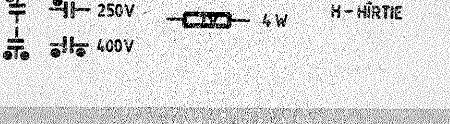
Recomandăm cu căldură lucrarea tututor cititorilor revistei noastre.







Intreprinderea ELECTRONICA îşi rezervă dreptul de a face modificări în schema de principiu şi lista de piese.



Ing. ŞERBAN NAICU

Monitorul de 31 cm, 12 inch (1" = 2,54 cm) este destinat afişării de imagini monocrome, primind de la o sursă un semnal videocomplex pozitiv de 1Vvv/75Ω (semnal de sincronizare negativ).

Tubul cinescop poate fi cu rezoluţie înaltă (mai mult de 700 de linii în centru) sau medie (mai mult de 400 de linii).

Puterea consumată de la reţea (220 Vef.) este de maxim 35W.

Există două variante ale monitorului: cu o singură intrare video şi cu două intrări (având şi un comutator de impedanţe „Hi Z").

În caz că se dispune de cel de-al doilea tip de monitor, există posibilitatea afişării aceleiaşi informaţii (provenită de la aceeaşi sursă de semnal) pe mai multe monitoare.

Semnalul provenit de la sursă se introduce la intrarea „VIDEO IN" a primului aparat. De la borna „VIDEO OUT" a acestuia (cu comutatorul pe poziţia „Hi Z" — impedanţă mare), printr-un cablu coaxial, semnalul se aplică la intrarea următorului monitor ş.a.m.d. La ultimul monitor conectat, comutatorul se lasă pe poziţia de „75Ω" (şi nu pe „Hi Z").

Monitorul posedă comenzile exterioare:

— luminozitate (BRIGHTNESS);
— focalizare (FOCUS);
— contrast (CONTRAST);
— dimensiune verticală (VERT. DIMENSION);
— dincronizare verticală (V HOLD).

Faţă de un receptor de televiziune, monitorul nu este prevăzut cu tuner (selector şi cale comună) şi cale de sunet.

În figură este prezentată schema electrică a monitorului monocrom M113, M123, echipat cu ansamblul general şasiu cod P11814 — 020, 030.

Monitorul conţine următoarele etaje funcţionale care vor fi descrise în continuare:

— blocul de alimentare;
— amplificatorul de videofrecvenţă;
— etajul de sincronizare;
— etajul de baleiaj orizontal (linii);
— etajul de baleiaj vertical (cadre).

1. BLOCUL DE ALIMENTARE

Conţine un transformator de alimentare (Tr. 3), un redresor bialternanţă (D101) care furnizează o tensiune continuă filtrată, condensatorul C105 şi un stabilizator de tensiune, de tip serie cu amplificator de eroare (T101, T102, T103).

Protecţia la scurtcircuit se asigură prin siguranţele Si 101 (0,2 AT) şi Si 102 (1,6 AR). Prima siguranţă este temporizată pentru a permite, la fiecare pornire, trecerea unui curent foarte mare, timp scurt, care încarcă condensatorul electrolitic C105

(2200μF).

Pentru a reduce perturbaţiile pe care le-ar putea introduce în reţea, transformatorul de alimentare este şuntat în primar şi în secundar cu condensatoare de 100 nF (C101, C102). Trasformatorul furnizează în secundar o tensiune alternativă de 16Vef.; după redresarea bialternanţă cu puntea D101 şi filtrarea cu C105 se obţine o tensiune continuă care se aplică stabilizatorului de tensiune.

Condensatorul C102, C103 (2,2 nF) atenuează procesul tranzitoriu care apare la trecerea diodelor din braţele punţii de la starea de conducţie la starea de blocare (şi invers).

Tranzistorul T101 constituie elementul serie, montat cu colectorul la masă (deci, nu mai e nevoie să fie izolat pe radiator cu folie de mică) fiind comandat de T102 cu care formează o conexiune Darlington. T101 se comportă ca o rezistenţă variabilă comandată. T103 este amplificatorul de eroare.

Mecanismul funcţionării stabilizatorului serie este prezentat în continuare. Elementul de referinţă îl constituie dioda Zener T102 care menţine un potenţial constant în emitorul lui T103.

Stabilizatorul asigură o tensiune constantă la ieşire (12V) atunci când tensiunea de reţea variază între 200 Vef. şi 242 Vef. sau curentul absorbit de televizor variază.

Să presupunem că, la un moment dat, tensiunea de ieşire de 12V ar avea o uşoară tendinţă de creştere (creşte tensiunea de reţea sau scade consumul T.V.). Tensiunea din emitorul lui T103 rămâne constantă (datorită Zenerului), iar cea din bază creşte. Baza tranzistorului este polarizată prin divizorul rezistiv R105, R106, R107 cu o parte din tensiunea de ieşire. Tranzistorul (fiind de tip pnp) se închide mai mult, curentul său de colector scăzând. Curentul de bază al lui T102 scade şi el, precum şi curentul său de colector, care constituie curentul de bază pentru T101.

Rezultă că T101 se va închide mai mult, tensiunea sa colector-emitor crescând. Dacă rezistenţa variabilă comandată (pe care o constituie T101) îşi măreşte valoarea, pe ea „cade" o tensiune mai mare. Deci, la ieşire va rezulta o tensiune mai scăzută, compensând astfel tendinţa de creştere manifestată anterior.

Dacă la ieşire tensiunea de 12V are o tendinţă de scădere procesul se repetă, în sens invers.

Rezistenţa R104 are dublu rol: pe de o parte ajută la pornirea stabilizatorului, asigurând curentul prin Zener la pornire, când T101 este blocat. Pe de altă parte „ajută" în putere pe T101, preluând o parte din puterea disipată, deoarece curentul „consumat" de T.V. se ramifică, o parte trecând prin joncţiunea EC a lui T101, o altă parte prin R104.

Cu semireglabilul R106 se poate regla valoarea tensiunii de ieşire la + 12 V.

Grupul R102, C106 contribuie la micşorarea riplului.

Condensatorul C107 filtrează tensiunea de ieşire.

LED-ul D103 (MD 11 02R) se aprinde, semnalizând intrarea în funcţiune a monitorului. R108 limitează valoarea curentului prin LED.

Tensiunea de 12 V obţinută alimentează:

— prin R513 amplificatorul de videofrecvenţă;

— sincroprocesorul, respectiv tranzistorul T201 în colector prin R214 şi R204 şi prin R202 în bază precum şi C.I.201 (A255D) la pinii 1 (prin R214), 2 (prin R215) şi 9 (prin R206, R207).

— prefinalul H (T301) în colector, prin intermediul lui R302 şi a primarului transformatorului driver;

— finalul H (T302), prin L301, D302, înfăşurarea 11-9 a primarului transformatorului de linii.

— filamentul tubului cinescop (pinii 3,4), prin R525;

— etajul de baleiaj V, C.I. 404 (TDA 11705) la pinul 2, prin R421.

2. AMPLIFICATORUL DE VIDEOFRECVENŢĂ (A.V.F.)

Este format din T507 (adaptare impedanţă), T501 şi T502 (preamplificator video), T503 (etaj de axare), T504 (etaj de separator) şi T505, T506 (amplificator final).

Are rolul de a amplifica semnalul videocomplex de 1 Vvv/75Ω de la intrare până la valoarea necesară atacului catodului tubului cinescop (25 Vvv), pinul 2.

În funcţie de poziţia comutatorului de impedanţe (impedanţă mare — „Hi Z" sau impedanţă mică — „75") din emitorul tranzistorului T507, se alege impedanţa corespunzătoare, după cum s-a arătat anterior.

Cu potenţiometrul T506, potenţiometrul de contrast, se reglează nivelul semnalului videocomplex (SVC) între zero (masă) şi valoarea maximă.

Semnalul video cules se aplică de pe cursorul lui R506, prin C502, în baza lui T501 care, împreună cu T502 (montate în configuraţie de amplificator cu reacţie serie-şunt) alcătuiesc preamplificatorul video. El furnizează la ieşire (prin C504) un semnal video de cca 2—3 Vvv.

Tranzistorul T503 primeşte în bază impulsurile de sincronizare provenite de la pinul 7 al C.I. 201 (A255D) prin intermediul lui R218.

Din semireglabilul R516 se reglează nivelul de negru pentru SVC aplicat pe catodul cinescopului.

Tranzistorul T504, în configuraţie de repetor pe emitor, asigură o impedanţă mică de ieşire pentru atacul etajului final, alcătuit din T505, T506. Acesta asigură o amplificare de cca 10 ori a semnalului de joasă frecvenţă.

Prin dioda D502 tranzistorul T506 primeşte în emitor impulsuri de stingere cadre de la pinul 3 al C.I. 401 (TDA 1170S) prin R418.

Grupul R521, C512 constituie un filtru pentru frecvenţele înalte.

Dioda Zener D501 menţine constant potenţialul în baza lui T505 iar C517 decuplează baza acestuia în regim dinamic.

3. ETAJUL DE SINCRONIZARE

Este realizat cu tranzistorul T201 (etaj inversor de polaritate) şi C.I. 201 (A255D).

Etajul inversor primeşte la intrare, pe baza lui T201 (prin intermediul condesatorului C201) semnalul videocomplex negativ, îi inversează polaritatea, aplicând semnalul videocomplex pozitiv rezultat la intrarea

COMPLETARE la MULTIMETRUL Ц4315

Ing. EUGEN BUNEA

Multimetrul Ц 4315, descris în nr. 10 şi 11/1992 ale revistei, oferă între altele şi posibilitatea măsurării capacităţilor între 0,03—0,5 μF. Măsurarea făcându-se în curent alternativ, se exclud condensatoarele polarizate (electrolitice). Pentru măsurarea capacităţilor acestora din urmă şi aprecierea stării lor calitative se poate folosi cu succes multimetrul menţionat, deşi această metodă nu figurează în prospectul aparatului.

Măsurătoarea se realizează prin conectarea bornei (+) a condensatorului electrolitic la borna (-) a multimetrului, a bornei (-) a condensatorului la borna (-kΩ) a multimetrului, comutatorul acestuia se comută pe una din poziţiile 1, 10 sau 100 kΩ, iar claviatura se apasă pe „kΩ".

Din momentul conectării se observă că acul indicator al aparatului de măsurat se deplasează până la o anumită gradaţie după care se retrage mai încet spre zero. În realitate aparatul indică variaţia (creşterea şi descreşterea) curentului de încărcare al condensatorului de la sursa aparatului, iar valoarea maximă atinsă pentru moment este proporţională cu capacitatea condensatorului. Astfel multimetrul Ц 4315 permite măsurători de capacităţi între 1—20 000 μF sau pe game astfel: la gama x1kΩ între 1—200 μF, la x10kΩ între 10—200 μF, iar la x100kΩ între 100—20 000 μF.

Măsurătoarea cere un oarecare exerciţiu pentru urmărirea vizuală a mişcării acului indicator şi anume cel mai bine pe scara liniară V,A = de la 0 la 50 diviziuni, se reţine în memorie valoarea maximă indicată şi apoi se găseşte valoarea capacităţii pe scara din fig. 1.

La efectuarea măsurătorilor sunt obligatorii următoarele măsuri:

— înainte de fiecare măsurătoare condensatorul se descarcă fiind pus câteva secunde în scurtcircuit;

— condensatoarele de capacităţi mari, peste 500 μF, mai ales dacă au fost încărcate, se vor descărca de preferinţă prin rezistenţe de ordinul sutelor de ohmi sau kΩ, timp mai îndelungat;

— la măsurătorile efectuate pe fiecare gamă se verifică şi se reglează potenţiometrul de zero al aparatului în mod identic ca reglajul de zero la măsurătorile de rezistenţe.

În afară de măsurarea capacităţii această metodă mai permite şi următoarele aprecieri calitative asupra stării condensatorului:

— la un condensator bun acul indicator, după indicarea unei valori, va reveni la zero sau aproape la zero;

— la un condensator cu curent de fugă mărit acul indicator indică o valoare maximă dată, după care revine oprindu-se undeva pe parcursul scalei, curentul de fugă fiind proporţional cu gradaţia la care s-a oprit acul;

— la un condensator întrerupt acul rămâne pe zero;

— la un condensator străpuns acul va indica maximum, capul de scală sau aproape de acesta fără a se returna.

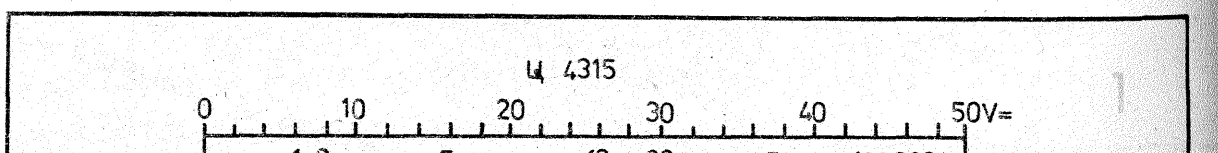
Această metodă se poate aplica la fel la orice aparat de măsură indicator care include un ohm-metru cu sursă proprie de curent continuu, etalonarea putând fi făcută cel mai simplu utilizându-se un număr mai mare de condensatoare electrolitice noi cu valori cunoscute. În acest fel se redă în figura 2 aceeaşi scară de măsură şi la multimetrul Ц 4312.

Pentru a utiliza multimetrul Ц 4315 pentru valori sub 1 μF, aceasta se poate face uşor prin utilizarea efectului de amplificare al unui tranzistor după cele scrise în nr. 6/1991 al revistei, la care etalonarea depinde de performanţele tranzistorului.

În fine, amatorii cu experienţă nu se vor mulţumi cu o scală detaşată şi pot interveni direct asupra aparatului trasând pe cadranul acestuia o scală suplimentară deasupra sau sub scalele existente. Precizia măsurătorilor nu este prea ridicată, fiind totuşi suficientă în cazul condensatoarelor electrolitice.

O altă propunere în legătură cu utilizarea multimetrului Ц 4315 şi a altora, se referă la un sistem comod de alimentare a acestora.

Având în vedere lipsa frecventă de pe piaţă a bateriilor plate de 4,5 V, precum şi faptul că de cele mai multe ori măsurătorile cu aparate de acest fel se fac în laborator sau în



în separator (pinul 9 al C.I.—A255D), prin intermediul grupului paralel C204—R207, care asigură imunitatea funcționării acestuia în condiții de zgomot peste SVC și în timpul semnalului de sincronizare verticală.

C.I. 201—A255D (echivalent cu TDA 2593) conține toate blocurile funcționale necesare unui etaj de sincronizare (sincroseparator, integrator pentru sincrocadre, detector de coincidență, comparator de fază, filtru trece jos, oscilator comandat în curent).

La pinii 14 și 15 ai C.I. se găsesc C208 (4,7 nF±2,5%) și R211 (12 kΩ± 2,5%) care determină frecvența de oscilație liberă a oscilatorului de baleiaj H. Valoarea celor două componente este critică, în vederea asigurării stabilității frecvenței de oscilație. În caz de înlocuire a celor două piese, se vor folosi numai componente de același tip (rezistență cu peliculă metalică RPM, condensator stiroflex) de bună calitate, având coeficientul de variație cu temperatura foarte mic.

Cu semireglabilul R213 se poate regla frecvența liberă de oscilație a oscilatorului de baleiaj H, scurtcircuitând punctele M201, M202.

Grupurile C206—R209 și C205—R208 sunt conectate la pinul 12 al C.I., ieșirea pentru comutarea constantelor de timp ale filtrului trece jos, care atacă oscilatorul comandat în curent.

Faza H se poate regla din semireglabilul R221.

La pinul 3 al C.I. (ieșire linii) este furnizat semnalul de comandă pentru etajul prefinal H—T301 (driver).

4. ETAJUL DE BALEIAJ ORIZONTAL (LINII)

Este echipat cu tranzistoarele T301 (prefinal H) și T302 (final H). T301 este comandat în bază de tensiune (oscilația) furnizată de CI 201 la pinul 3, prin intermediul lui R216. Prin intermediul transformatorului driver (TR1) și a rezistorului R303, semnalul de comandă ajunge în baza tranzistorului final H (BUR607D). Grupul R301, C301 amortizează tensiunea din primarul transformatorului driver (înfășurarea 3-4) care apare la blocarea lui T301. Pentru mărirea randamentului energetic, finalul H utilizează conceptul de recuperare serie-paralel, folosind dioda de recuperare serie D302. Tensiunea de recuperare apare la pinul 13 al transformatorului de linii și încarcă condensatorul de recuperare C310. Tranzistorul final H (BUR607D) lucrează ca un comutator. Secundarul transformatorului de linii conține două înfășurări. O înfășurare de FIT (foarte înaltă tensiune) furnizează impulsuri de mare amplitudine care după redresarea cu dioda de seleniu KYX28/15 (TV13) dau naștere unei tensiuni pozitive de 12kV necesară alimentării anodului 2 al tubului cinescop. Cealaltă înfășurare secundară 1-3 (cu priza mediană 8 la masă) asigură la un capăt impulsuri pozitive redresate cu D304 care dau naștere unei tensiuni de +350V (filtrată cu C314). Această tensiune se aplică prin divizorul rezistiv R527, R530 la pinul 6 al TC (grila de accelerare G2) cu o valoare de +250V.

Tot din tensiunea recuperată de +350V se culege, cu ajutorul potențiometrului de focalizare R310, o tensiune reglabilă între 0÷350V care se aplică pe G4 (grila de focalizare —pinul 7) a T.C.

De la celălalt capăt al înfășurării secundare, 1-3, se culeg impulsuri redresate, care, prin intermediul rezistorului R311 alimentează capătul rece al potențiometrului de luminozitate R312, cu o tensiune negativă. Capătul cald al potențiometrului R312 se alimentează cu o tensiune pozitivă obținută prin redresarea cu D303 a impulsurilor obținute din primarul transformatorului de linii. Se obține o tensiune pozitivă de +75V (filtrată cu C312) care, pe de o parte, alimentează colectorul tranzistorului final video T505 (prin R522), iar pe de altă parte, este redusă cu grupul D306 (Zener), R307, R308 și aplicată la capătul cald al potențiometrului de luminozitate. De pe cursorul acestuia se va culege deci o tensiune cuprinsă între -48V și +18V, care se aplică prin R313 la grila 1 (Wehnelt) a T.C. — pinii 1,5.

Din semireglabilul R308 se poate modifica tensiunea pozitivă aplicată grilei Wehnelt (grila de comandă) determinând un reglaj fin al curentului de fascicul (creșterea sau scăderea luminozității tubului).

Circuitul pentru blocarea punctului luminos la oprirea T.V. este grefat pe circuitul de luminozitate. Condensatorul C313 încărcat cu minus pe armătura dinspre potențiometrul R312, la oprire se descarcă rapid prin cursorul acestuia. Această tensiune negativă ajunge pe grila de comandă a T.C. și blochează în timp scurt tubul, timp suficient catodului să se răcească și să nu mai emită electroni.

5. ETAJUL DE BALEIAJ VERTICAL (CADRE)

Este echipat cu C.I. 401-TDA 1170S, care reprezintă sistemul complet de baleiaj pe verticală. El încorporează toate funcțiile necesare pentru atacarea deflexiei receptorului T.V. cu un semnal corespunzător baleiajului vertical. Cuprinde: un stabilizator de tensiune, care asigură 6-7V (la pinul 6 al C.I.) pentru celelalte etaje; un oscilator sincronizat, un generator de tensiune liniar variabilă (G.T.L.V.); un etaj de predistorsionare, un amplificator de transconductanță (etaj final) și un generator de întoarcere a spotului.

Oscilatorul (de tip prag) cu grad mare de stabilitate a frecvenței este sincronizat cu impulsuri pozitive care ajung de la sincroprocesor (pinul 8 al A255D) la pinul 8 al lui TDA 1170, prin R401, C401, R402, C402.

Oscilațiile se pot observa pe pinul 9 al C.I., unde condensatorul C403 se încarcă cu o parte din tensiunea stabilizată de 6,5V furnizată de C.I. la pinul 6, prin R404 (respectiv 4V). Descărcarea lui C403 este comandată fie intern (când valoarea acestei tensiuni atinge un prag — în cazul nostru 4V) fie extern (de către impulsurile de sincronizare când tensiunea pe condensator atinge 3,8V). Impulsurile de sincronizare trebuie să fie mai mari de 1Vvv. Cu ajutorul potențiometrului R404 se reglează frecvența proprie a oscilatorului.

Curentul care încarcă pe C404, C405 este reglat cu potențiometrul R400 care stabilește astfel dimensiunea dintelui de ferăstrău, adică dimensiunea pe verticală. Din semireglabilul R410 se regelază liniaritatea V.

La pinul 4 al C.I. se livrează curentul de ieșire pentru bobina de deflexie (aprox. 0,9Avv).

Impulsurile de întorcere de la pinul 3 al C.I. se aplică prin R418 și dioda D502 în emitorul tranzistorului final video T506, cu scopul stingerii cursei de întoarcere V.

Grupul R412, C416, C406 amortizează oscilațiile de înaltă frecvență iar grupul R419, C414 compensează caracterul inductiv al sarcinii.

Grupul D401, C410 asigură o întoarcere rapidă a spotului.

Dioda Zener D402 protejează integratul la supratensiuni.

Etajul prezintă o reacție de c.c. (R413, R414).

Atenție: întreruperea lui C410 determină distrugerea instantanee a C.I.—TDA 1170S.

---

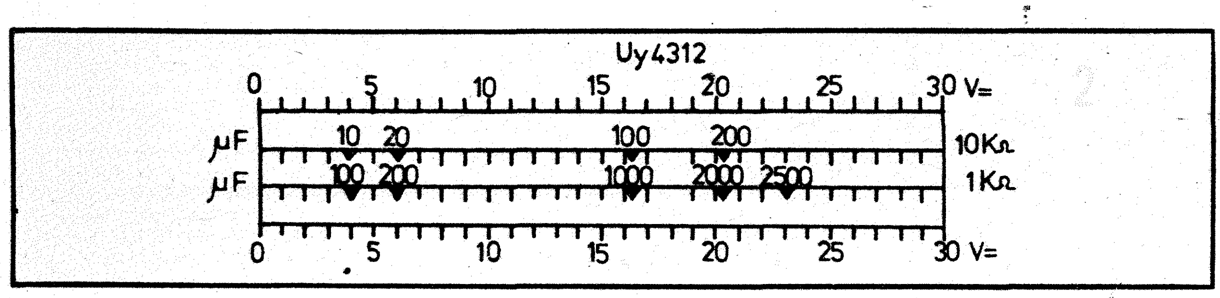
locuri unde există rețea, am introdus o mică modificare care permite alimentarea aparatului de măsurat fie de la baterie fie de la rețea printr-un alimentator obișnuit.

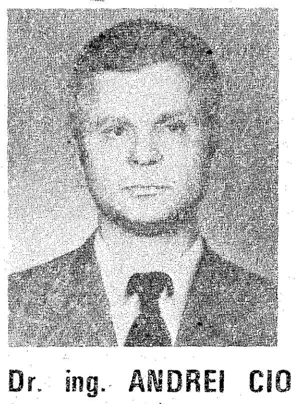
În acest mod se poate utiliza de ex. priza și fișa destinate alimentării aparatelor de radio portative de la alimentatoare de la rețea și care în momentul introducerii fișei decuplează bateria (ex. la aparatul de radio „IRIS"). Personal am utilizat acest sistem dar cu priza și fișa destinate ascultării în căști a programelor de la radiourile portative.

Motivația acestei soluții constă în ușurința montării și a unor gabarite mai mici. Curentul absorbit de la sursa de curent continuu de 4,5V este cuprins între 0,085—10 mA, iar tensiunea sursei poate avea valori limită între 3,7—4,7V, dar valoarea rezultată din montaj se recomandă să fie stabilizată printr-o diodă Zener.

La multimetrele Ц 4315 și Ц 4312 locul de montaj al prizei găsit ca cel mai potrivit este peretele vertical din față, aproximativ prelungirea imaginară a axei bornei (x) la cca. 16 mm de muchia de jos și 20 mm de muchia din dreapta. Se demontează carcasa de plastic a aparatului, se verifică în interior spațiul disponibil pentru montarea prizei, se trasează și se dă manual o gaură de Φ 6 mm, lărgită puțin la capătul exterior pentru ca piulița de asamblare să se poată înșuruba fără a rămâne nimic în afara suprafeței peretelui frontal.

Modul de realizare a legăturilor, ca la receptoare de radio, este prea cunoscut pentru a mai fi redat.





- S-a născut la 12 VI 1933, în Bucureşti;
- A absolvit Facultatea de Electronică şi Telecomunicaţii din I.P. Bucureşti, secţia radiocomunicaţii, în 1956;
- A fost cadru didactic în învăţământul postliceal şi cercetător ştiinţific în domeniul radiotehnic;
- Din 1979 este doctor în domeniul miniradarelor;
- Colaborator la Tehnium din 1975;
- Din 1987 radioamator în UUS (YO3 FGL).

Dr. ing. ANDREI CIONTU

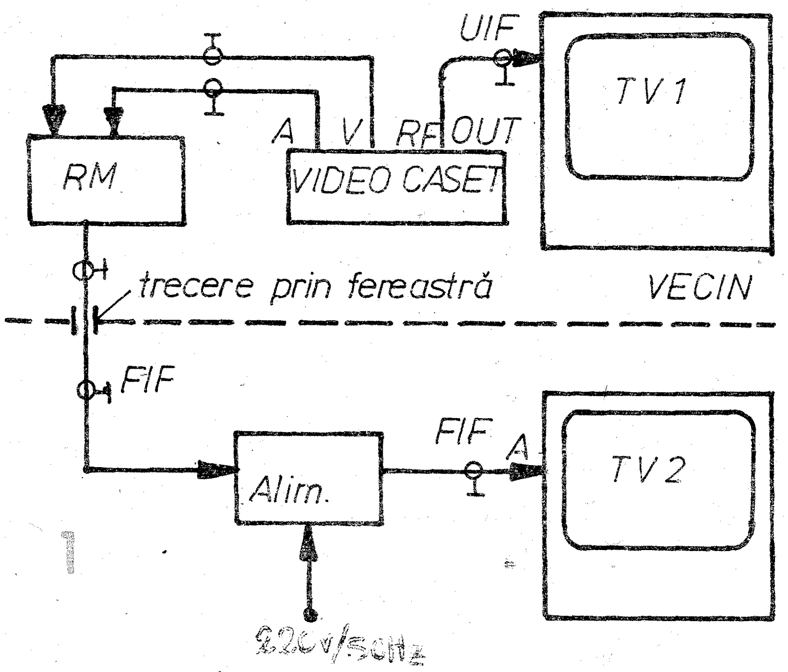
REMODULATOR SUPLIMENTAR pentru VIDEOCASETOFON

Dr. Ing. ANDREI CIONTU

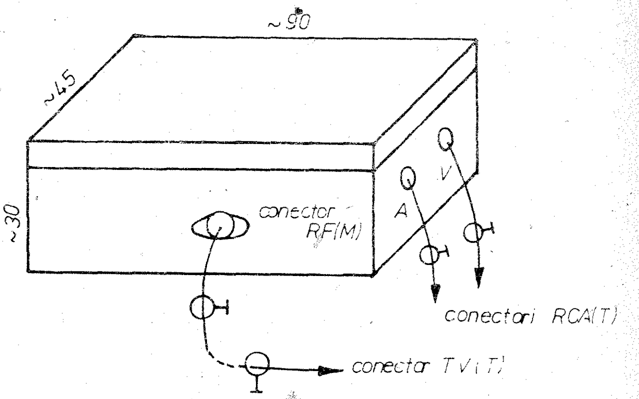
Dacă aveţi un vecin bun de apartament, de preferat cu o fereastră apropiată de a dvs., şi care are un videocasetofon, fără a-l deranja câtuşi de puţin puteţi, urmărind sfaturile de mai jos, să vizionaţi şi dvs. (pe ecranul televizorului propriu) simultan, filmul pe care-i vede vecinul (şi care v-a anunţat c-o şi face).

Videocasetofoanele, fie că sunt video-recordere, fie că sunt playere, au prevăzute două feluri de ieşiri care se folosesc opţional, şi anume:

— pentru cei ce au intrare de monitor la televizor se pot folosi o pereche de cabluri coaxiale cu conectoare RCA ce se vor conecta la ieşirile (OUT) AUDIO şi VIDEO ale casetofonului respectiv la intrările (IN) AUDIO şi VIDEO ale monitorului;



1



2

— pentru cei care au la dispoziţie televizor se foloseşte ieşirea RF a videocasetofonului, de unde cu un cablu coaxial de 75 Ω se culege un semnal complex TV color de RF modulat în banda UIF (canalul 33—36) şi care se introduce în borna de antenă a televizorului, prevăzut evident cu canalul UIF respectiv. Această a doua situaţie este cea mai răspândită şi având în vedere că bornele VIDEO-OUT şi AUDIO-OUT ale videocasetofonului stau nefolosite, se propune schema de utilizare a lor din figura 1.

Deci este vorba de a construi un remodulator (RM) care primind la intrare semnalele standard video şi audio precum şi pe cele de sincronizare şi crominanţă, dă la ieşire semnalul RF modulat complex dar într-o altă bandă (nu UIF), ci în banda I—II (canalul 1—5) sau III (canal 6—12). Locul remodulatorului este la vecin lângă videocasetofon (în spatele acestuia) cât permit cablurile de conectare RCA. Deoarece nu putem „obliga" vecinul să ne „dea" şi alimentarea electrică a remodulatorului, aceasta va fi trimisă prin cablu de la noi (exact ca la amplificatoarele de antenă, LNC, etc.). Cablul coaxial de legătură dintre remodulator şi alimentator poate fi oricât de lung (recomandabil totuşi sub 10 m) întrucât atenuarea pe el pentru un semnal RF în banda I este mică.

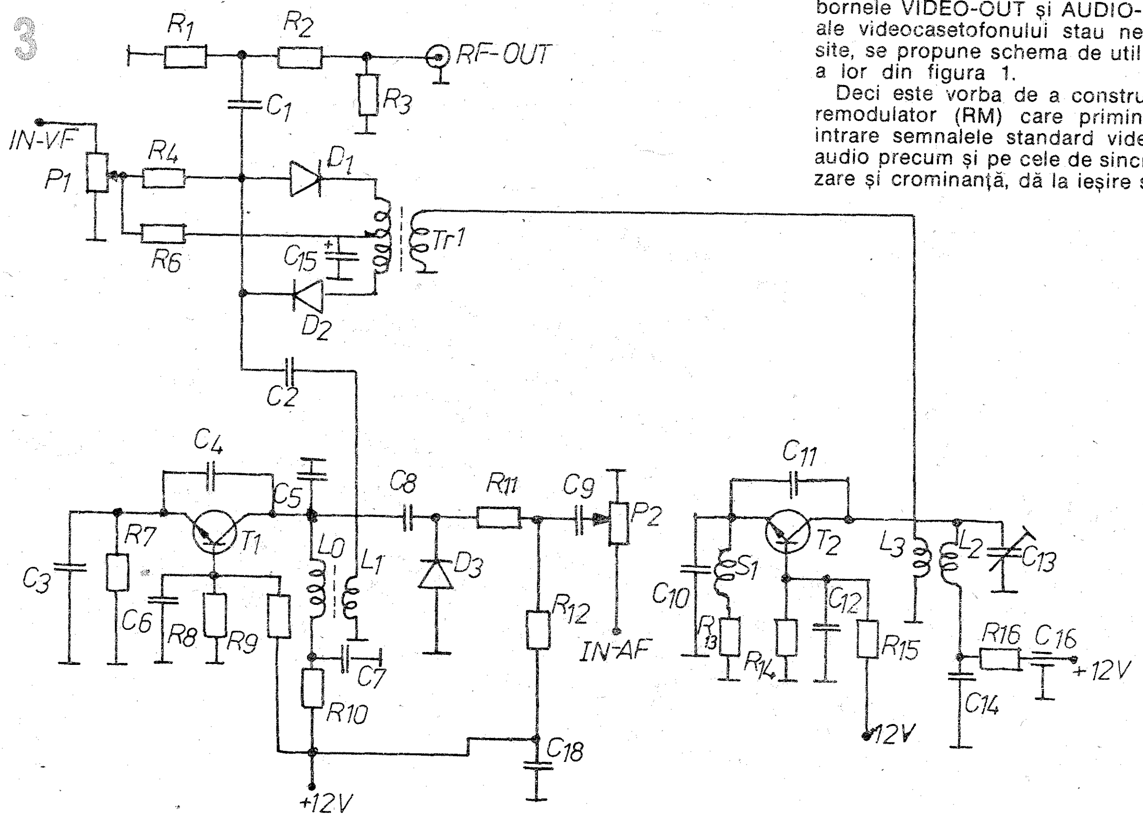
Dăm în continuare schemele de principiu şi constructive ale celor două cutii, remodulatorul şi alimentatorul.

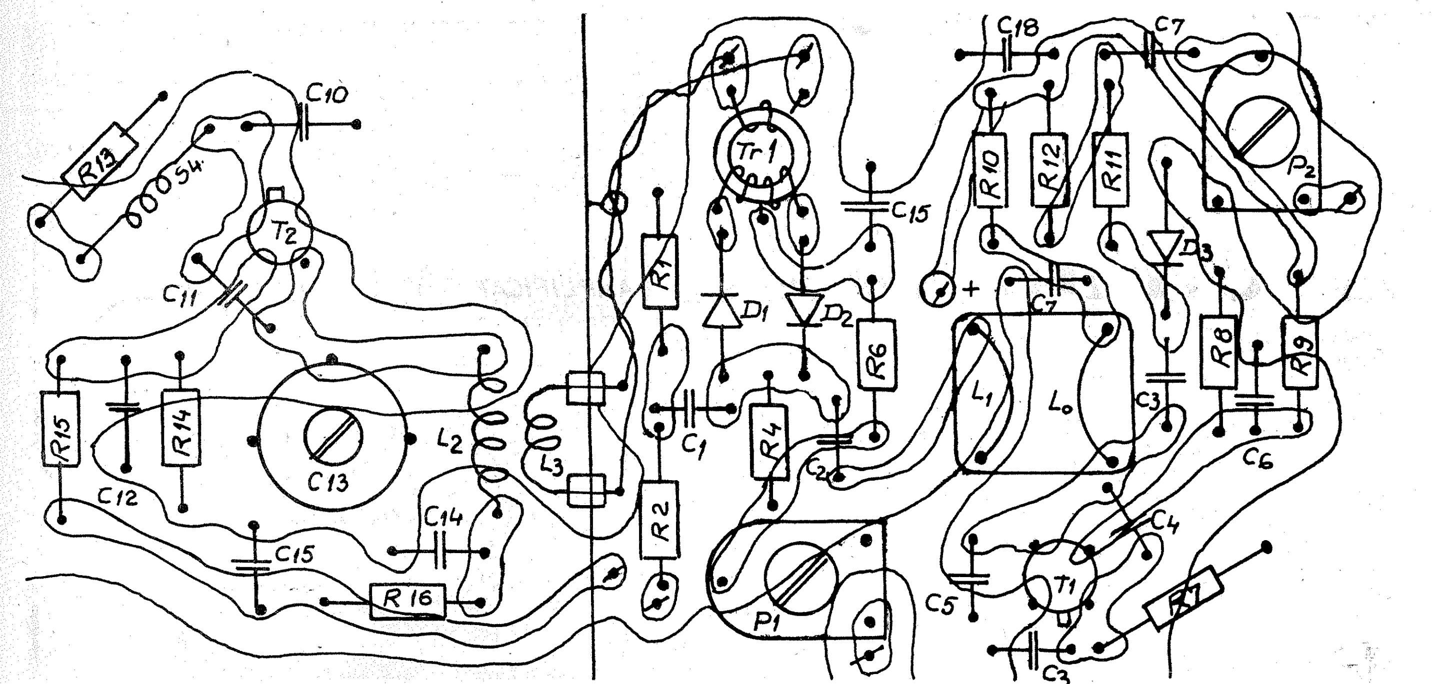
Remodulatorul se realizează într-o cutie de tablă cositorită cu grosimea de 0,4—0,5 mm, având dimensiunile 30 x 45 x 70 şi aspectul din figura 2. Cablurile cu conectoare RCA ies prin nişte treceri de cauciuc fiind lipite în interior. Pentru cablul RF (de 75Ω) de ieşire se prevede pe cutie orice conector RF-mamă (TV, BNC, etc.). În figura 3 este prevăzută schema de principiu a remodulatorului. După cum se observă este vorba de o tehnologie radioamatoricească cu componente discrete care are marele avantaj al reparabilităţii şi perfecţionării permanente. Firmele constructoare realizează azi la scară industrială remodulatoare la dimensiuni mult mai mici, cu un singur circuit integrat specializat. Acestea sunt costisitoare şi când se strică... se aruncă.

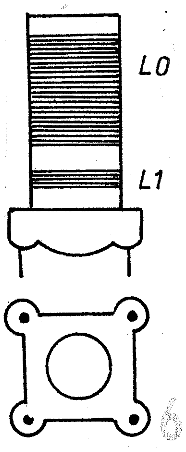
Remodulatorul de faţă este format în primul rând dintr-un oscilator de purtătoare acordabil în banda FIF realizat cu tranzistorul T_2 într-o schemă cu baza la masă.

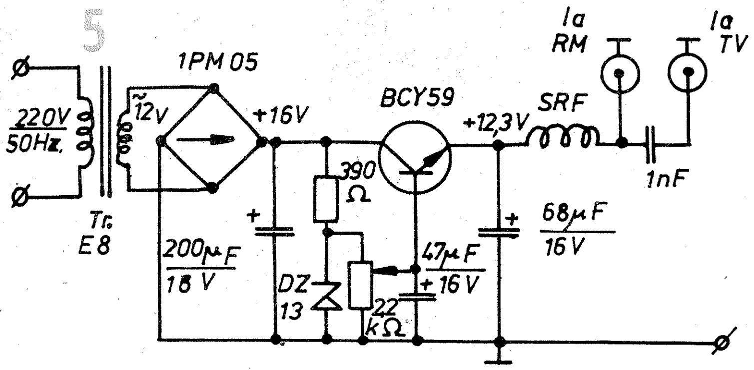
Aşa cum rezultă şi din figura 4 el trebuie să fie bine ecranat, altfel televizorul TV2 îl va recepţiona şi direct, iar imaginea pe ecran va fi necorespunzătoare. Semnalul de ieşire se extrage prin cuplaj inductiv, bobina L_3 fiind lipită direct la pinii trecerilor de RF (de sticlă sau plastic) montate pe ecranul despărţitor. A doua parte componentă a RM este oscilatorul de sunet pe 6,5 MHz cu MF. Acesta este realizat cu tranzistorul T_1 într-o configuraţie aproape identică cu oscilatorul de purtătoare. Indicele de modulaţie în frecvenţă este reglabil cu potenţiometrul P_2. A treia parte componentă şi ultima este modulatorul echilibrat, realizat cu diodele D_1D_2 şi transformatorul cu tor de ferită Tr_1 (ferită care funcţionează până la 300 MHz). Nefiind nevoie de un semnal puternic, ieşirea din montaj se face după modulator. Acest modulator rejectează purtătoarea, dar va da la ieşire două semnale pe frecvenţele fp-6,5 MHz şi fp+6,5 MHz. Oricare dintre ele are o modulaţie complexă: de amplitudine pentru semnalul de imagine (ce se poate doza cu semireglabilul P_1) şi de frecvenţă pentru semnalul de sunet situat la 6,5 MHz de purtătoarea de imagine. Televizorul TV2 ne va „spune singur" pe

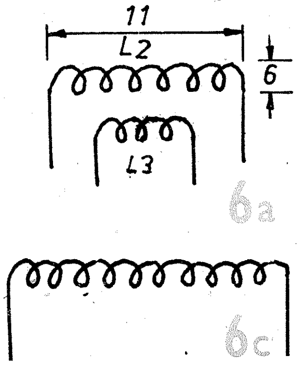
3

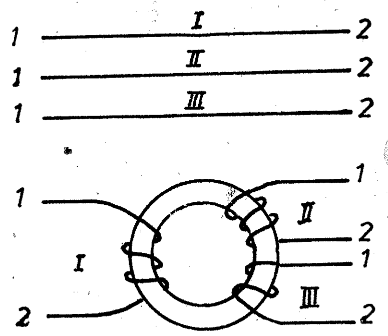












care dintre cele două semnale să-l folosim.

O îmbunătăţire originală ce s-a făcut acestui modulator pentru a îmbunătăţi sincronizarea imaginii, este circuitul integrat R6C15, care injectează în priza perfect mediană a transformatorului Tr_1, valoarea medie a semnalului de VF modulator, echilibrând lucrul diodelor D_1 şi D_2.

În ce priveşte **alimentatorul** de +12V, cititorii pot folosi orice sursă cu condiţia de a se face modificările din figura 5. Este vorba de plasarea pe panoul alimentatorului a două conectoare TV-mamă. Într-unul se va conecta cablul RF care merge la RM (deci la vecin), prin care se transmite (prin şocul RF) şi tensiunea de +12V, iar în celălalt se conectează cablul care merge la borna antenă a TV2.

În figura 5 se prezintă schema de principiu a alimentatorului folosit de autor.

Bobina L_2 (figura 6a) este cu aer. Ea se execută din sârmă de CuEm Φ 0, 6÷0,8 mm pe o mandrină cu Φm= 6 mm, 10 spire una lângă alta. Bobina de cuplaj L_3 se execută la fel, având 4 spire. Bobina L_2 se alungeşte, după bobinare, la 11 mm, iar L_3 la 5 mm. Bobinele L_0, L_1 se execută pe aceeaşi carcasă, (Electronica) de plastic Φ=6 având miez de ferită. L_0 are 55 spire de sârmă CuEm Φ=0,12, iar L_1, 5 spire cu 0,15 (figura 6d). Între înfăşurări se lasă un interval de 1,5 mm. După bobinare este bine să se facă o impregnare cu ceară de albine sau parafină.

Transformatorul toroidal Tr_1 are 3 x 4 spire din sârmă CuEm Φ 0,12. Pentru o bună simetrie a lui, ceea ce este esenţial în buna funcţionare, el trebuie executat în felul următor. Se taie 3 sârme la lungime 50—60 mm. Sârmele se răsucesc între ele, făcând practic un cablu trifilar. Cu acest cablu se bobinează 4 spire pe tor cât mai echidistant posibil pe toată circumferinţa torului. Cu ajutorul unui ohmetru se fac conectările indicate în figura 6b. Torul folosit a fost de tipul T 4x2x2 F_1-b-x punct vernil (catalog ICE). În privinţa bobinei de şoc (figura 6c) aceasta este cilindrică cu aer. Pe o mandină de Φ=2mm se bobinează 20 spire din sârmă CuEmΦ=0,25—0,35 mm. Se alungeşte apoi bobina la 20 mm.

Reglajul RM este relativ simplu. Asigurându-se că cele două oscilatoare lucrează, cu ajutorul unui TV (pus pe canalul 3) şi a unui videocasetofon, vom reuşi să acordăm cele două oscilatoare şi cu P_1 şi P_2 să optimizăm modulaţia. Şi, un ultim sfat: verificaţi fiecare componentă înainte de montare (chiar şi rezistoarele). Montajul va funcţiona.

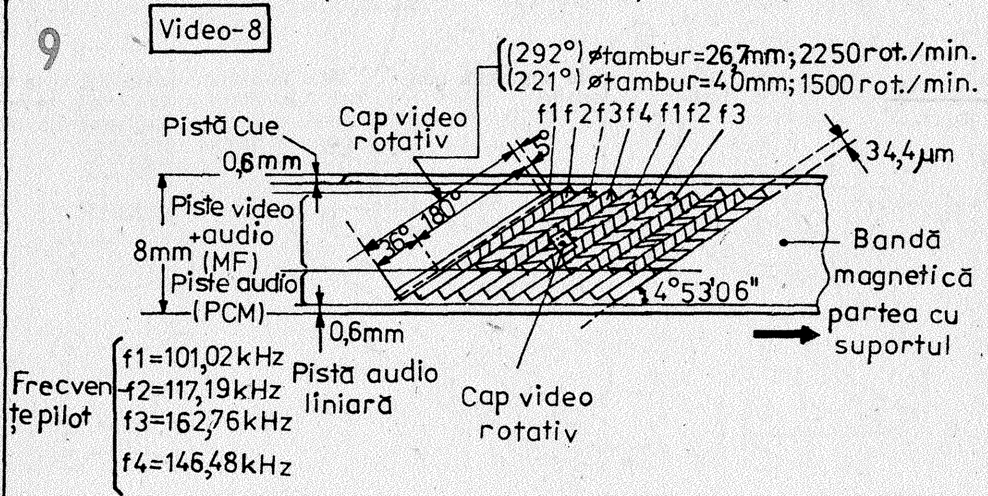
LISTA DE PIESE

Poz.	Denumire	Tip	Cod	Cant.
	TRANZISTOARE			
1.	T_1, T_2	Tranz. NPN, ÎF	2N918	2
	DIODE			
2.	D_1, D_2	Diode comutaţie	1N4148	2
3.	D_3	Diodă varicap	BB139	1
	REZISTENŢE			
4.	R_1	Rez. uz general	RMG1025/47Ω 0,25W	1
5.	R_2	Rez. uz general	RMG1025/68Ω 0,25W	1
6.	R_5	Rez. uz general	RMG1025/75Ω 0,25W	3
7.	R_3	Rez. uz general	RMG1025/220Ω 0,25W	1
8.	R_7; R_{10}; R_{13}; R_{16}	Rez. uz general	RCG1025/470Ω 0,25W	4
9.	P_1	Pot. semireglabil	P32824/1kΩ	1
10.	R_8, R_{14}	Rez. uz general	RCG1025/1K8 0,25W	2
11.	R_6	Rez. uz general	RCG1025/3kΩ 0,25W	1
12.	R_4	Rez. uz general	RCG1025/3K3 0,25W	1
13.	R_9, R_{15}	Rez. uz general	RCG1025/6K8 0,25W	2
14.	R_{11}	Rez. uz general	RCG1025/22kΩ 0,25W	1
15.	P_2	Pot. semireglabil	P32824/25kΩ	1
16.	R_{12}	Rez. uz general	RCG1025/47kΩ 0,25W	1
	CONDENSATOARE			
17.	C_1	Condensator ceramic	CHG1206/4,7pF	1
18.	C_{10}	Condensator ceramic	CGH1208/8,2pF	1
19.	C_{13}	Condensator ceramic ajustabil	CT10 10/3-12pF	1
20.	C_2	Condensator ceramic	CGH1211/2,7pF	1
21.	C_4	Condensator ceramic	CGH1215/33pF	1
22.	C_{11}	Condensator ceramic	CGH1215/39pF	1
23.	C_3	Condensator ceramic	CGH1219/68pF	1
24.	C_8	Condensator ceramic	CGH1219/100pF	1
25.	C_{12}, C_{14}	Condensator ceramic	CLZ1211/1,5nF	2
26.	C_{15}	Condensator cu Ta	CTSP1061/1,0μF 25V	1
27.	C_6; C_7; C_{18}	Condensator ceramic	MX 32-03/47nF 25V	3
28.	C_9	Condensator ceramic	MX 32-04/100nF 25V	1

VIDEOCAMERA.

(URMARE DIN NR. TRECUT)

9

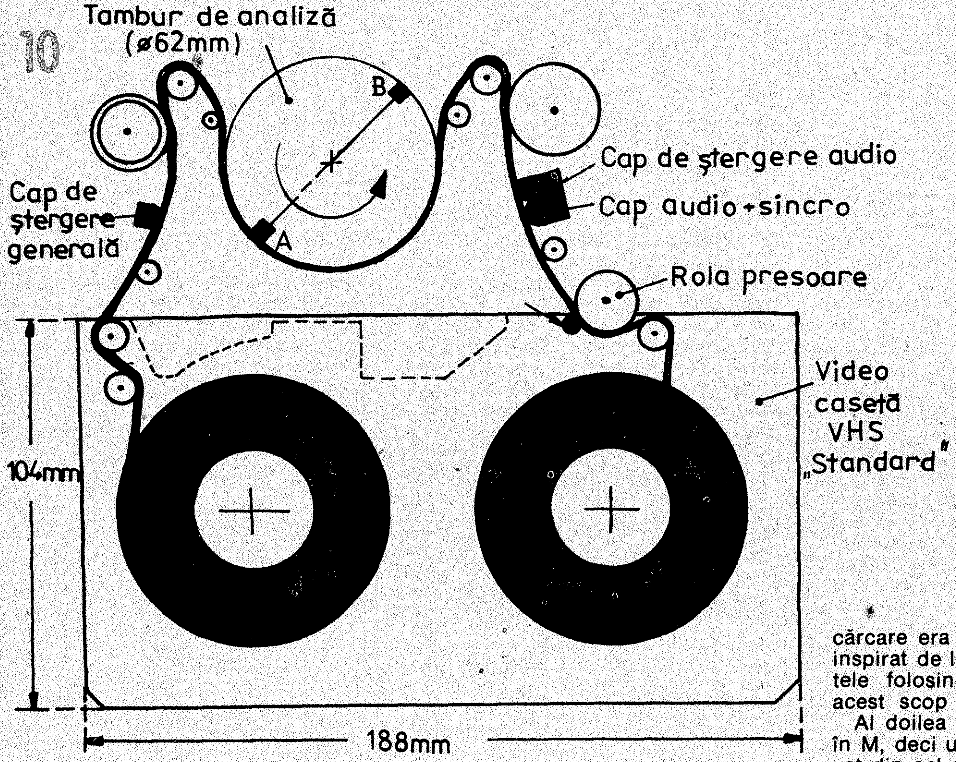


În schimb, la formatul VHS-C unde înfășurarea benzii se face pe 270°, în jurul tamburului de analiză, lungimea benzii extrase este mai mare, bucla fiind de tip omega (Ω) ceea ce conduce la o scădere a vitezei de încărcare (figura 11).

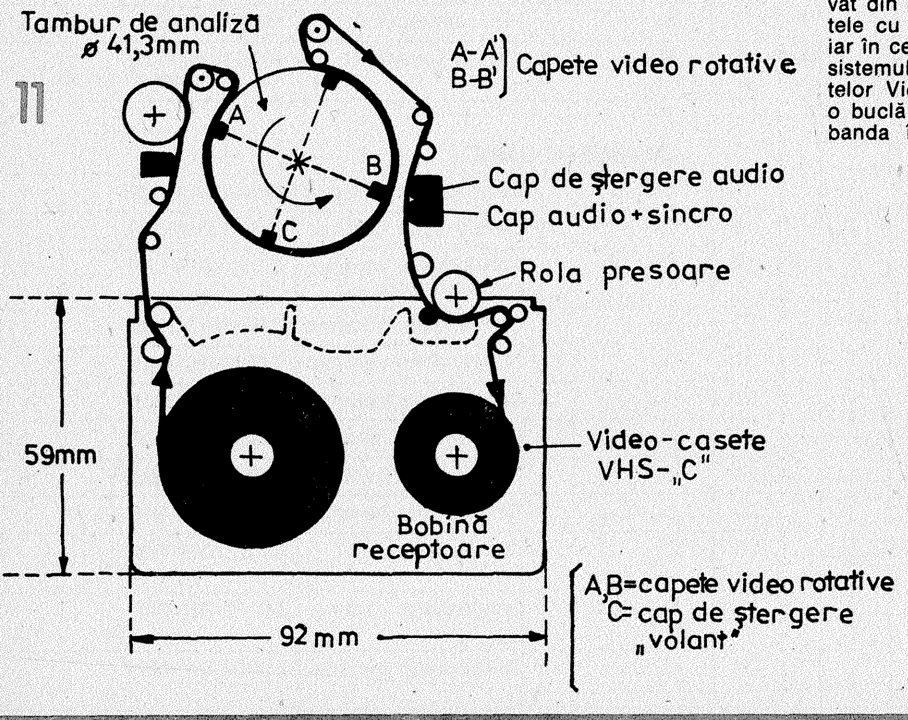
La aparatele Video-8, întâlnim în practică trei tipuri de trasee ale benzii. La primele generații, bucla de încărcare era în formă de „U" (sistem inspirat de la formatul BETA) aparatele folosind o platină rotativă în acest scop (figura 12).

Al doilea model utilizează o buclă în M, deci un traseu mai scurt (derivat din cel de la VHS) pentru aparatele cu tambur normal (figura 13a), iar în cea de-a treia etapă a evoluției sistemului, dictată de apariția aparatelor Video-8 „compact" s-a utilizat o buclă de încărcare în „Ω", în care banda îmbracă pe un unghi mult mai mare tamburul (figura 13b) respectiv 292°, în loc de 221°. Dar care se face cu o mișcare a videocasetei în direcția tamburului rotativ, în faza de încărcare și printr-o mișcare în sens invers, în faza de descărcare.

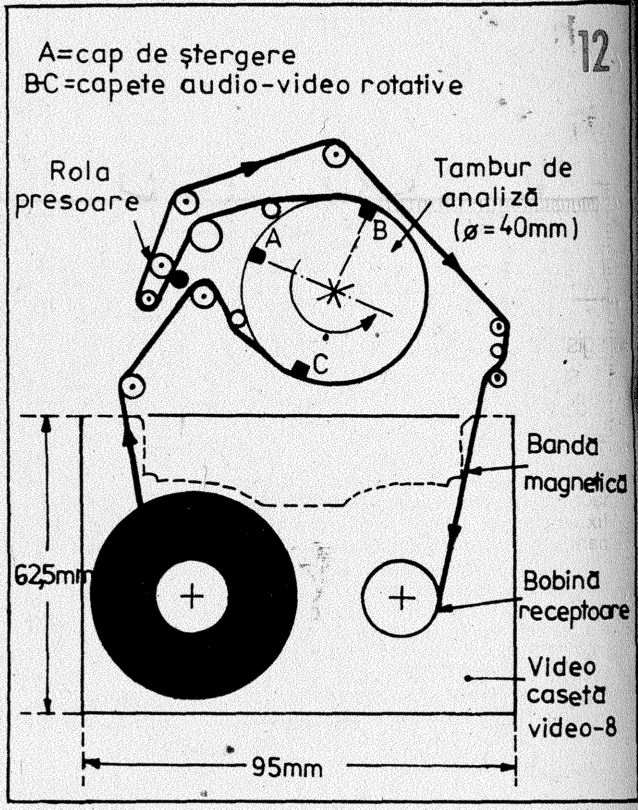
10



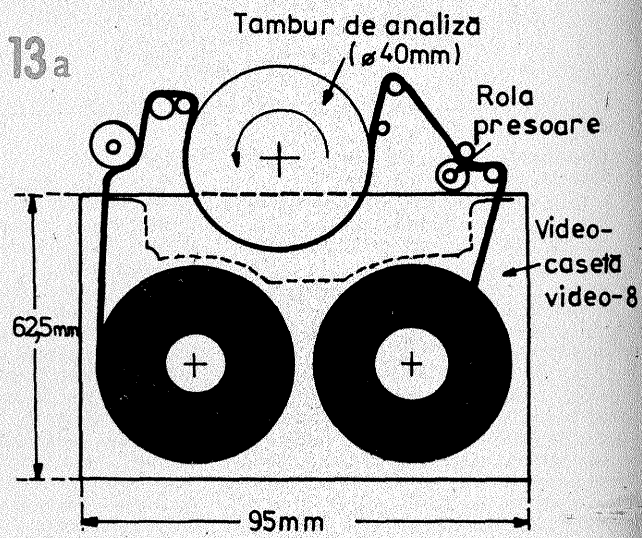
11



12



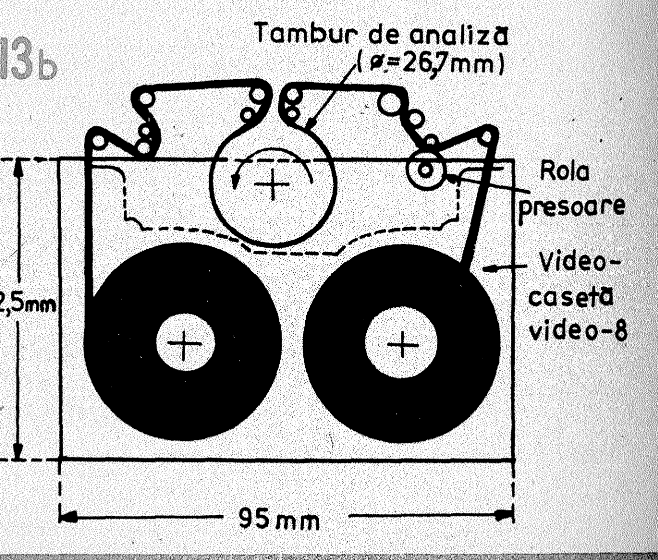
13a



BIBLIOGRAFIE

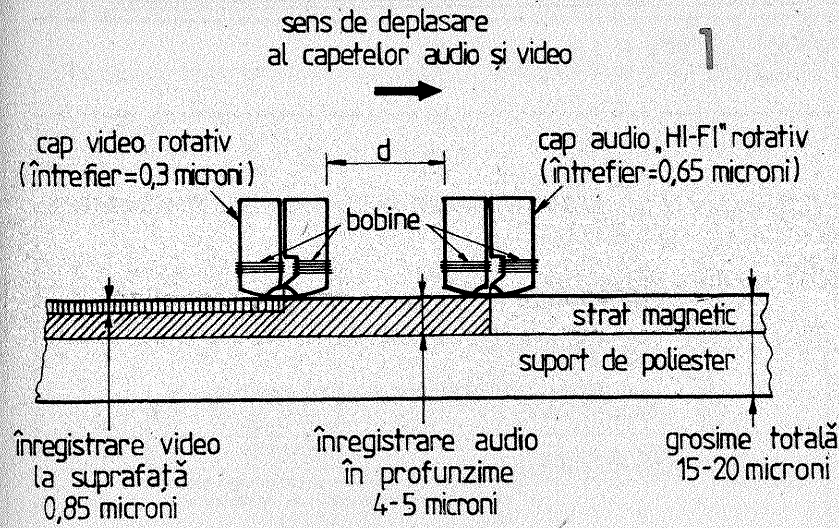
.1. Colecția revistei „LE HAUT PARLEUR"
2. Colecția revistei „TEHNIUM"

13b



VIDEOCAMERA. HI-FI şi STEREOFONIE

Ing. ŞERBAN NAICU



1

La videocamerele de format VHS, înregistrarea semnalelor audio se face cu ajutorul unui cap magnetic fix, în faţa căruia se derulează banda conţinută în videocasetă.

Din cauza vitezei scăzute de defilare a benzii (2,34 cm/s la modul „SP" şi 1,17 cm/s la modul „LP") răspunsul la frecvenţe ridicate nu este corespunzător (10 000 Hz la „SP" şi abia 6 000 Hz la „LP").

Inspirându-se de la Video-8, proiectanţii sistemului VHS au recurs la înregistrarea semnalelor audio de către capete rotative, montate pe tamburul de analiză. Vitezele relative dintre capetele magnetice şi bandă devin în acest caz: 4,84 m/s pentru VHS şi 3,12 m/s la Video-8.

Astfel, frecvenţele audio înalte nu mai prezintă nici o dificultate la înregistrare, lucru realizat în două moduri: la Video-8 încredinţând aceasta capetelor video (prin multiplexarea cu semnale video) şi prin utilizarea unor capete video distincte, montate pe acelaşi tambur rotativ.

Având ca referinţă D-MPX (Depth Multiplex) la VHS-HIFI înregistrarea semnalelor audio se face **în profunzime** în banda magnetică, după tehnica multiplexării, iar semnalele video înscriindu-se **la suprafaţa** benzii, drasupra celorlalte.

Acest lucru este posibil datorită lărgimii mari a întrefierului (0,65μm) capetelor audio rotative şi a câmpului magnetic ridicat dezvoltat la nivelul acestuia. Care este însă mai slab decât cel emanat de întrefierul mai strâmt (0,3μm) al capetelor video, situate după cele audio (figura 1)

Cel mai adesea capetele audio rotative ale sistemului VHS-HIFI montate pe tamburul de analiză, sunt plasate cu 60° în faţa capetelor video.

Pentru a se evita riscul de diafonie între semnalul audio Hi Fi şi semnalele video, unghiurile de azimut ale diferitelor întrefieruri corespunzătoare sunt încrucişate două câte două: +6° pentru primul cap video şi -30° pentru primul cap audio, -6° pentru al doilea cap video şi +30° pentru al doilea cap audio (figura 2).

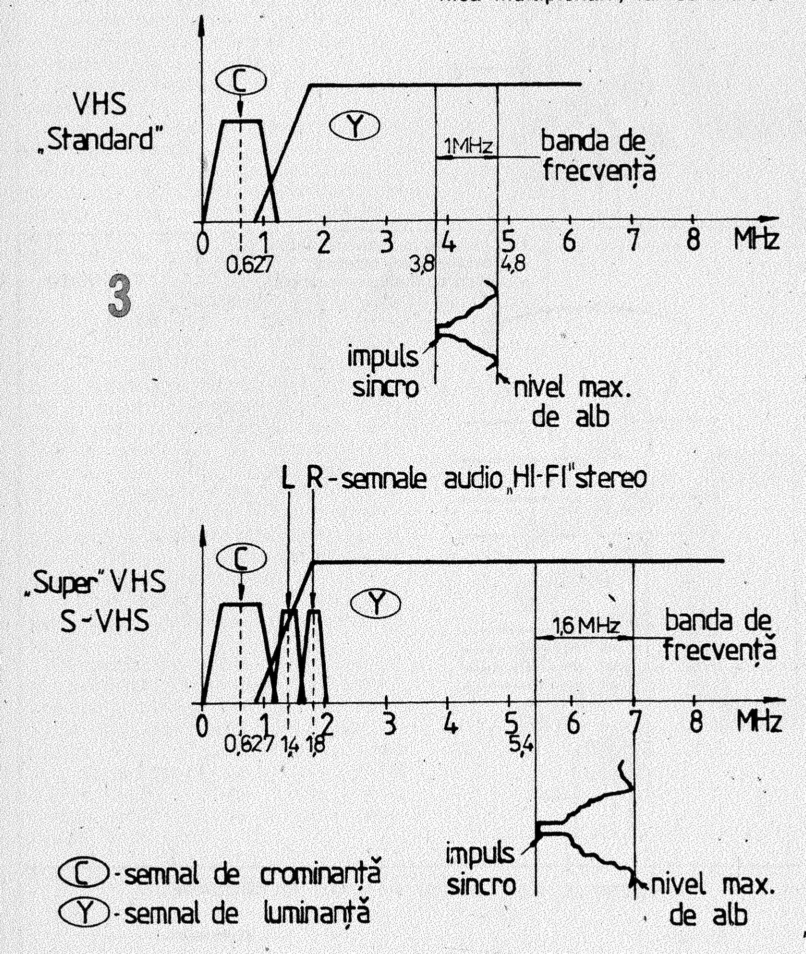
În cazul VHS-HiFi, ca la Video-8, semnalele audio nu sunt aplicate direct capetelor rotative. Ele sunt folosite pentru a modula în frecvenţă una sau două purtătoare HF, dacă este vorba de Video-8 „mono" sau VHS-Hi Fi sau de Video-8 „stereo" (FM), această ultimă variantă nefiind utilizată decât la un număr mic de videocamere.

Tehnica numită PCM (Pulse Code Modulation) este bazată pe principii total diferite, semnalele numerice corespunzătoare fiind înscrise în prelungirea pistelor video. Piste care nu ocupă decât 5/6 din lungimea traseelor parcurse de către capetele rotative, restul de 1/6 fiind folosită pentru înregistrarea şi lectura semnalelor PCM.

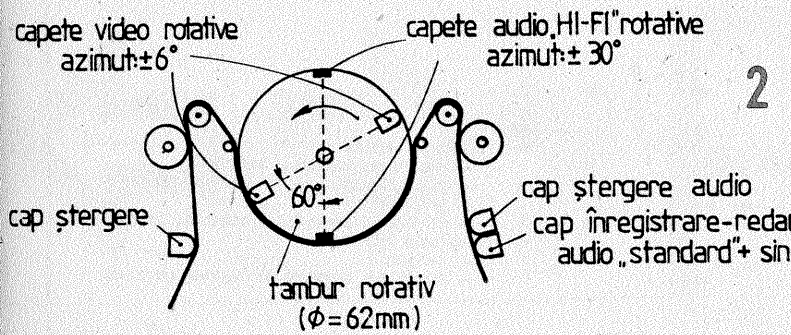
Atât la sistemul VHS cât şi la Video-8 în ultimii ani se foloseşte procedeul prin care înregistrarea şi lectura semnalelor video se face în componente separate, obţinându-se astfel creşterea definiţiei orizontale a imaginii de la 250 puncte/ linie la 400 puncte/ linie.

Acest lucru se obţine astăzi la aparatele Super VHS (S-VHS) şi Video-8 („High Band" sau Hi-8) a căror principală caracteristică o constituie creşterea benzii de trecere a semnalelor de luminanţă ca şi mărirea excursiei de frecvenţă.

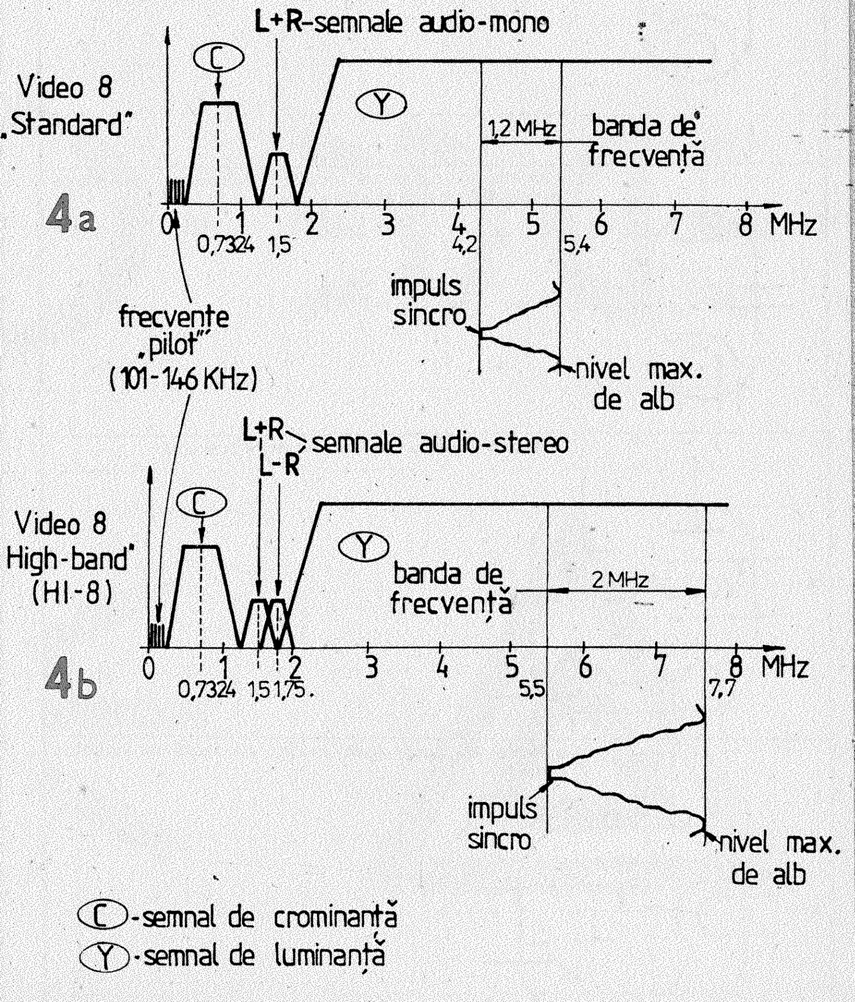
În ceea ce priveşte creşterea benzii de trecere, câştigul înregistrat atât la S-VHS cât şi la Hi-8 în raport cu formatele de bază constă în faptul că semnalele de luminanţă nu mai sunt limitate la 3,5 MHz cu scopul de a găzdui în urma lor semnalele de crominanţă centrate pe 4,43 MHz (P.A.L). În consecinţă, semnalele de luminanţă pot fi redate până în jur de 5 MHz, valoare care permite o creştere apreciabilă a calităţii imaginilor înregistrate. Având în vedere că excursia de frecvenţă trece de la 1 MHz la VHS „standard" la 1,6 MHz la S-VHS (figura 3) şi de la 1,2 MHz în cazul Video-8 la 2 MHz pentru Hi-8 (figura 4) va rezulta o definiţie orizontală crescută, în jur de 400 puncte/ linie la aceste noi formate, în ceea ce priveşte imaginile înregistrate. Aceste imagini prezintă avantajul că sunt lipsite de interferenţe între semnalele de luminanţă şi cele de crominanţă, deoarece acestea sunt complet separate de la un cap la altul al procesului de înregistrare şi de lectură.



3



2

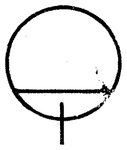
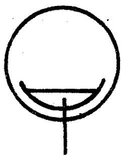


4a
4b

TUBURI ELECTRONICE

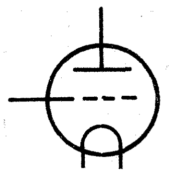
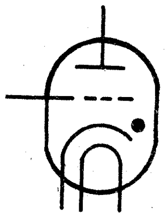
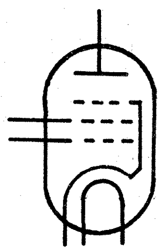
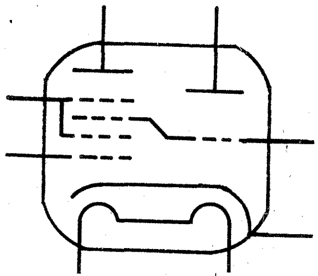
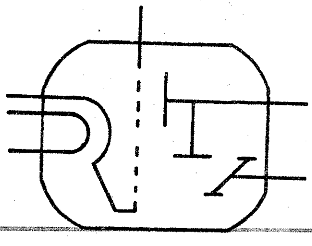
Ing. ȘERBAN NAICU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

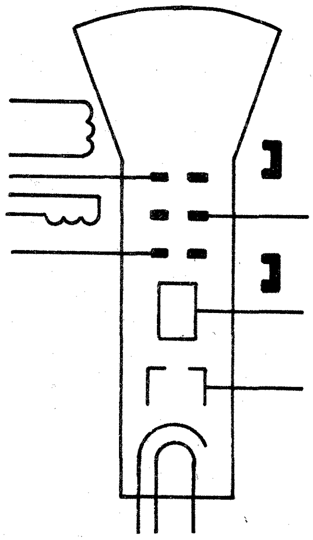
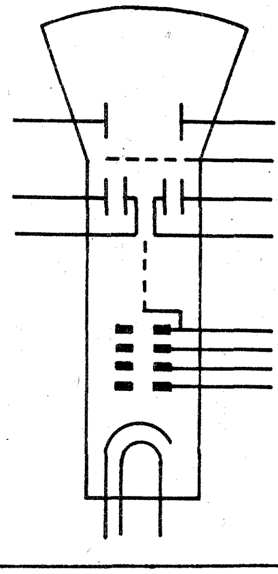
	Catod lichid, figurat cu incintă
	Catod lichid izolat de incintă, figurat cu această incintă

5. EXEMPLE DE TUBURI ELECTRONICE

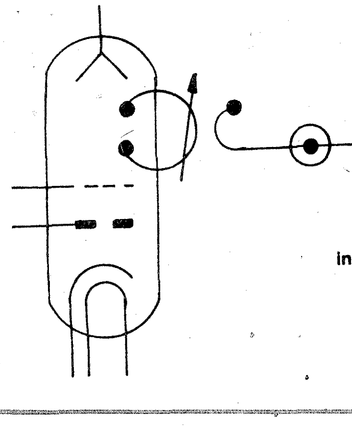
Reprezentarea grafică a unui tub oarecare necesită indicarea numai a elementelor și detaliilor care sînt necesare pentru buna înțelegere a funcționării sau pentru indicarea conexiunilor cu alte circuite.

Simbol	Denumire
	Triodă cu catod cu încălzire directă
	Tiratron Triodă cu gaz cu catod cu încălzire indirectă
	Pentodă cu catod cu încălzire indirectă și conexiune internă între catod și grila supresor
	Triodă-hexodă cu catod cu încălzire indirectă
	Indicator de acord (ochi magic) cu catod cu încălzire indirectă

6. EXEMPLE DE TUBURI CU RAZE CATODICE

Simbol	Denumire
	Tub catodic cu deviație electromagnetică cu: — magneți permanenți de focalizare și capcană de ioni; — electrod de modulație a intensității; — catod cu încălzire indirectă. De exemplu: tub de imagine de televiziune
	Tub catodic cu fascicul dublu, cu: — deviație electrostatică; — catod cu încălzire indirectă.

7. EXEMPLE DE TUBURI PENTRU MICROUNDE

Simbol	Denumire
	Clistron reflex cu: — catod cu încălzire indirectă; — placă formatoare a fasciculului; — grilă; — cavitate rezonantă și acordată făcând parte integrantă din tub; — reflector; — buclă de cuplare la ieșirea coaxială.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

SIMBOLURI GRAFICE PENTRU LUMINI

Ing. ŞERBAN NAICU

În continuarea serialului nostru privind simbolurile grafice auto prezentăm astăzi simbolurile pentru:
— lumină de drum (figura 1);
— lumină de staționare (figura 3);
— lumină de întâlnire (figura 2);
— lumină de ceață față (figura 4);
— lumină de poziție (figura 5);
— lumină cu bătaie lungă (figura 6);
— semnal de avarie (figura 7);
— lumini indicatoare de direcție (figura 8);
— reglare normală a orientării luminilor de întâlnire (figura 9).

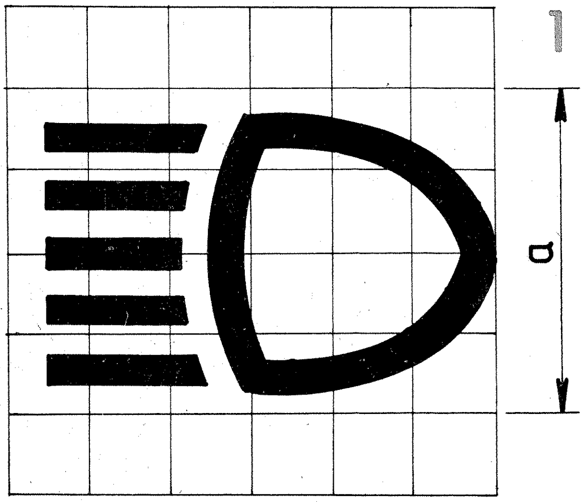
Reamintim că aceste simboluri se aplică pe (sau lângă) elementul simbolizat, pentru identificarea organului de comandă, a poziției organului de comandă sau reglare.

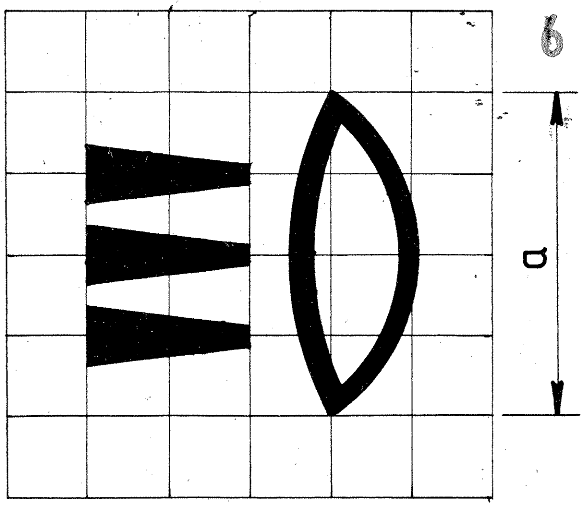
Menționăm că la figurile 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 suprafața închisă de contur poate fi plină.

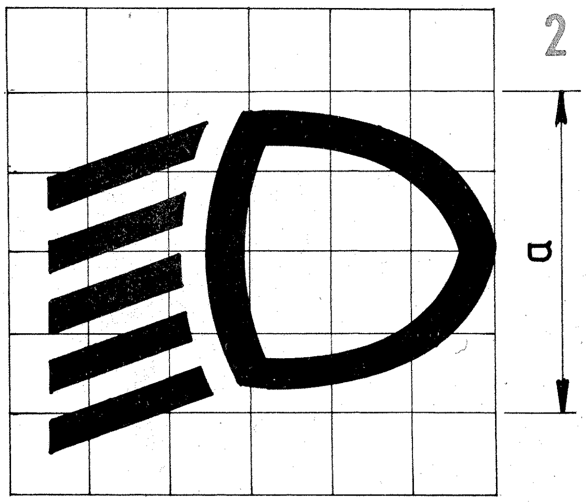
Indicatorul de funcționare simbolizat în figura 1 trebuie să fie cu lumină albastră continuă, cel simbolizat în figura 7 trebuie să fie cu lumină roșie intermitentă dacă este propriu organului de comandă sau lumină verde intermitentă dacă constă din indicatorul de funcționare al luminilor de direcție (funcționare simultană a ambelor indicatoare) iar cel din figura 8 trebuie să fie cu lumină verde intermitentă.

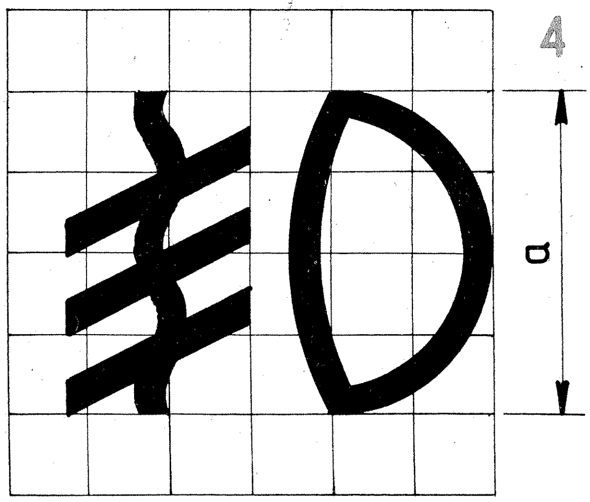
Indicatoarele trebuie să fie realizate astfel încât să contrasteze cu fondul.

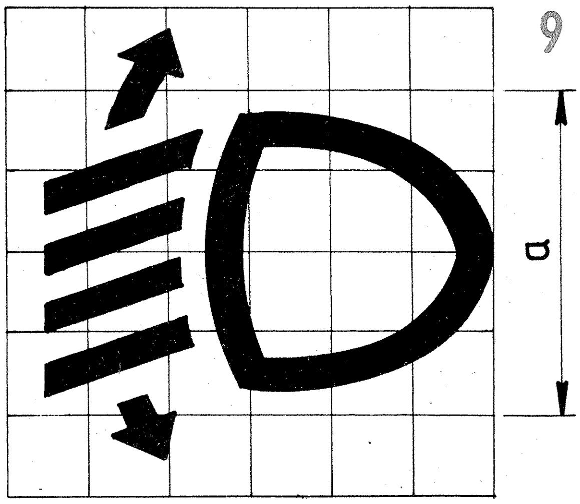
Dimensiunile reale ale simbolurilor originale prezentate sunt următoarele: înălțime = 0,85a, lățime = 1,38a (fig. 1) 1,02ax 1,33a (fig. 2); 1,05ax 1,12a (fig. 3); 1,00ax 1,28a (fig. 4); 1,64ax 1,50a (fig. 5); 1,00ax 1,07a (fig.6); 1,13ax 1,30a (fig.7); 0,75ax 1,50a (fig. 8). În toate cazurile a = 50 mm.

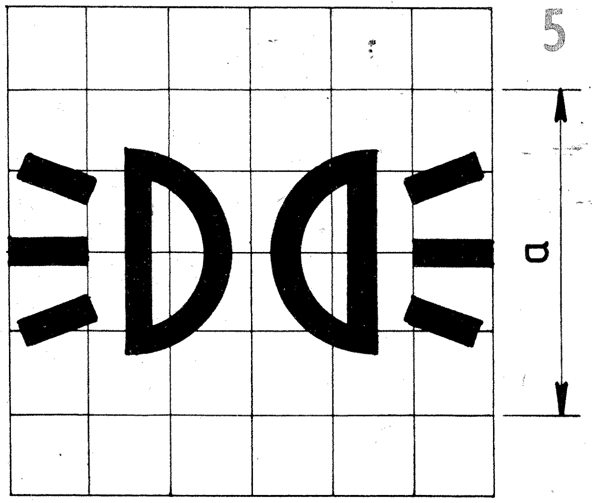


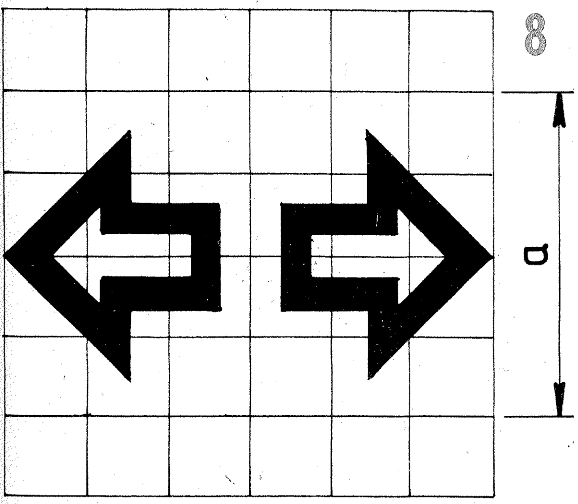


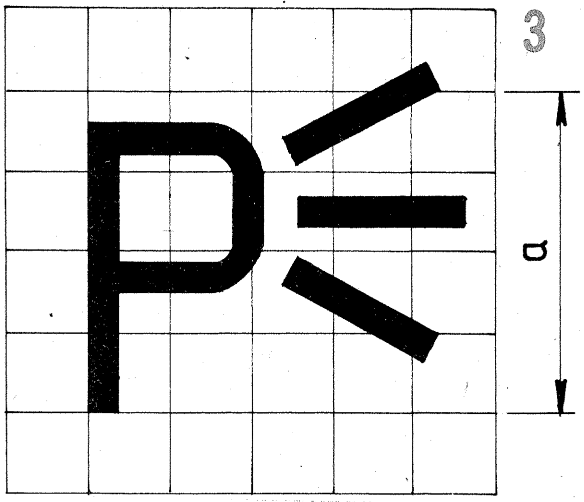


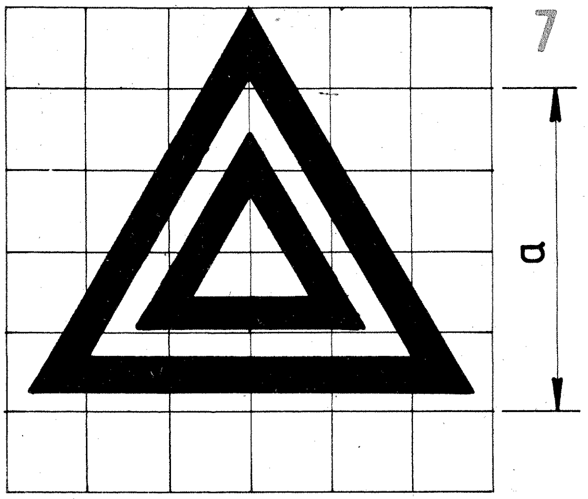




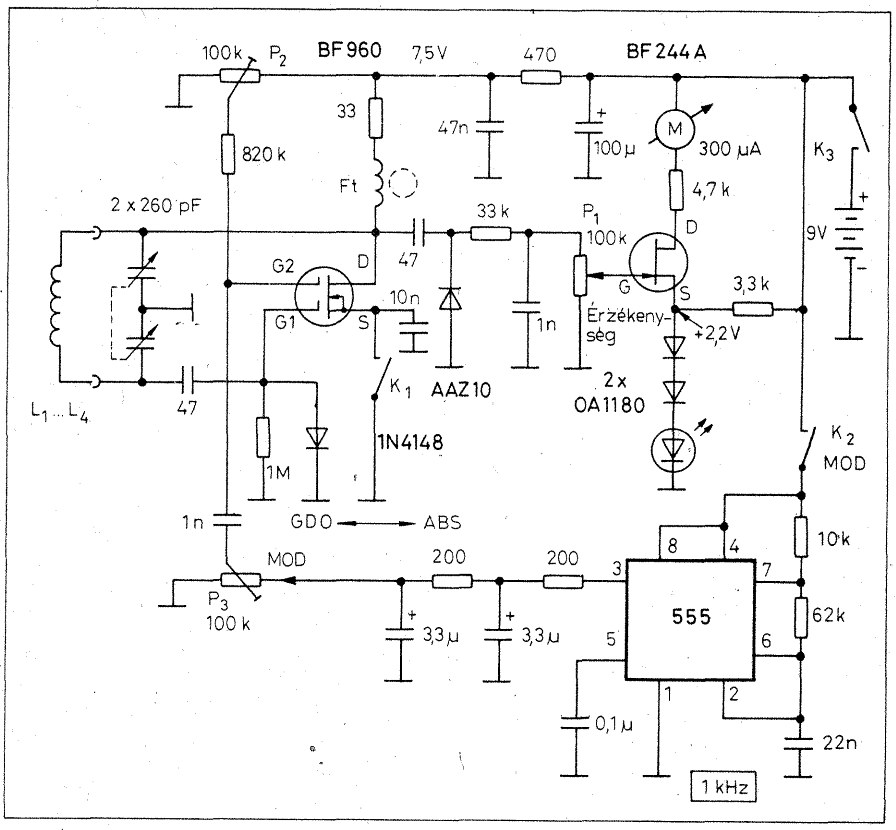


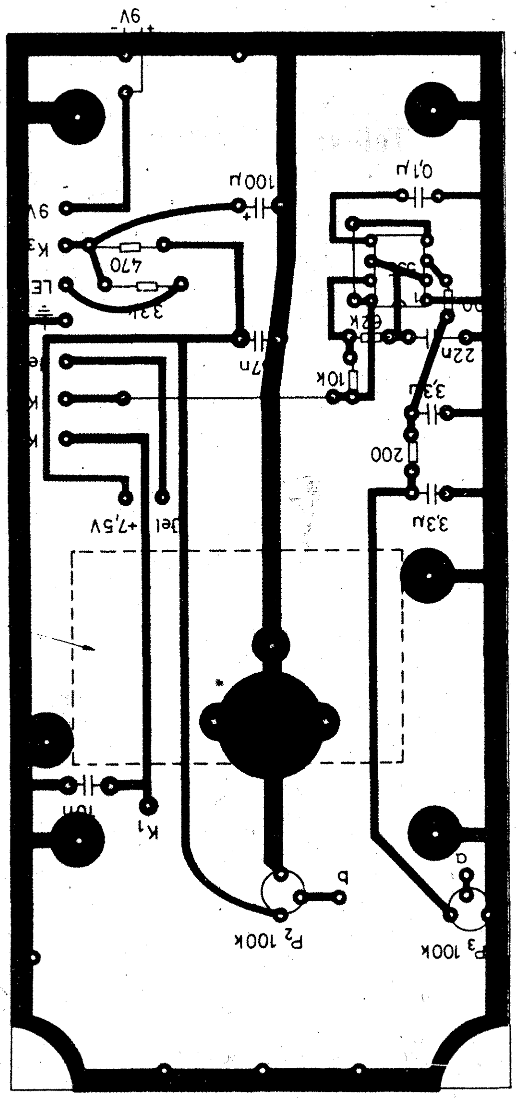


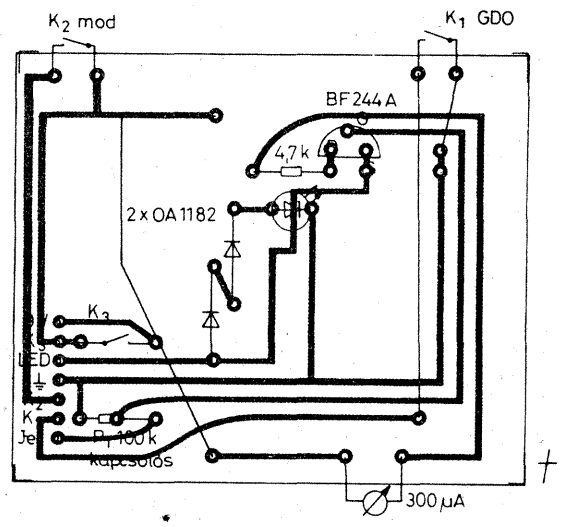


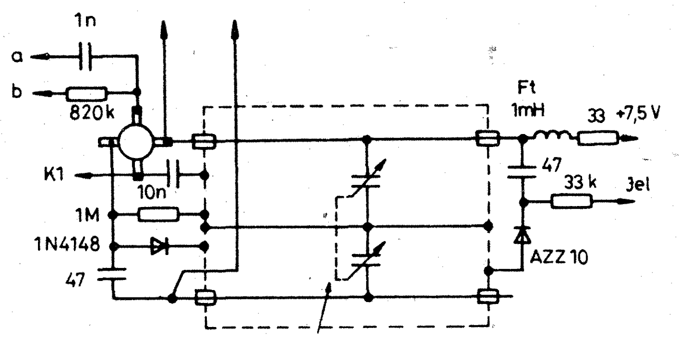


DIP-METRU









Construcția acestui aparat permite verificarea aparatelor radio construite de amatori ce acoperă gamele 1,6 — 150 MHz.

Amatorul, folosind piesele indicate în schemă, urmează să construiască bobinele aferente fiecărei game de măsură.

Menționăm că tranzistorul MOS—FET dublă poartă de la intrare este BF 960, iar etajul amplificator are un BF 244.

Oscilatorul AF ce generează 1 kHz folosește circuitul integrat 555.

Pentru gama 1,6 — 4,5 MHz, bobina L1 are 95 spire din CuEm 0,2; la gama de 4,5 — 14 MHz se bobinează 38 spire din CuEm 0,25;la gama 14 — 42 MHz bobina are 13 spire CuEm 1, iar la gama 42 — 145 MHz bobina are 3 spire CuEm 1.

Carcasele bobinelor au diametrul 10 mm și lungimea 20 mm.

Șocul FT are 10 spire din CuEm 0,1 pe tor de ferită.

Radiotehnika 7/1993

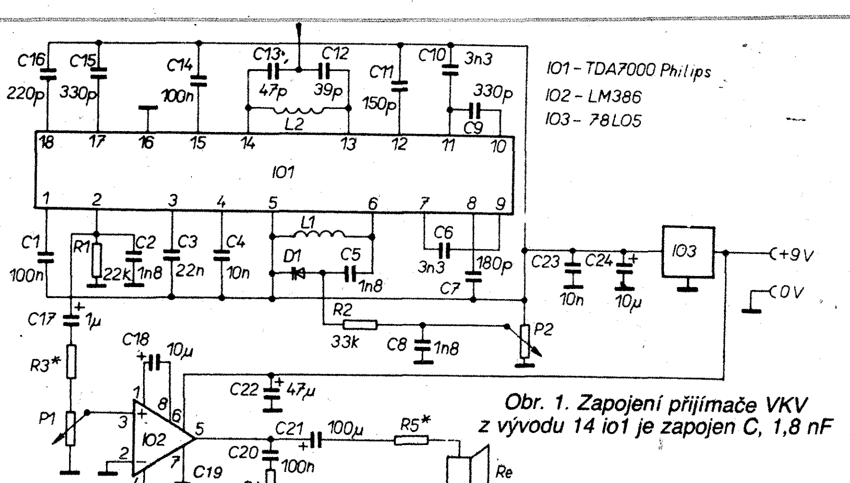
TDA 7000

Interesul pentru utilizarea circuitului TDA 7000 este destul de important și mulți cititori doresc să cunoască modul de utilizare al acestuia.

Cu acest circuit se poate realiza un radioreceptor în UUS, indiferent de normă, deci până la 110 MHz, acordul circuitelor făcându-se cu diodă varicap.

Cele două bobine au câte 4 spire din CuEm 0,5 bobinate cu diametre de 5 mm. Alimentarea făcându-se cu 9 V. Volumul audiției se reglează din P1, iar acordul pe frecvență din P2.

Amaterske Radio 7/1993



Obr. 1. Zapojení přijímače VKV z vývodu 14 io1 je zapojen C, 1,8 nF

Redactor şef: ing. ILIE MIHĂESCU
Secretar general de redacţie: ing. ŞERBAN NAICU
Redactori: V. STACH; V. CÂMPEANU
Grafică: I. IVAŞCU
Corectură: GEORGE IVAŞCU
Secretariat: M. MARINESCU

Administraţia: Editura „Presa Naţională" S.A.

Tiparul executat la Imprimeria „Coresi" Bucureşti

INDEX 44212